DISPOZITIVE ȘI CIRCUITE ELECTRONICE

PROBLEME

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1982

CUPRINS

1. Noțiuni de fizica semiconductoarelor 5
2. Joncțiunea *pn* 17
3. Procese fizice în tranzistorul bipolar 36
4. Modele de curent continuu și de semnal mare ale tranzistorului bipolar 46
5. Modelarea funcționării tranzistorului bipolar la semnale mici 105
6. Tranzistorul cu efect de cîmp cu joncțiune 120
7. Tranzistorul metal-oxid-semiconductor (MOS) 141
8. Alte dispozitive semiconductoare cu joncțiune 161
9. Dispozitive optoelectronice 176
10. Amplificatoare de semnal mic 182
11. Amplificatoare cu reacție 225
12. Redresoare monofazate 283
13. Stabilizatoare de tensiune 302
14. Oscilatoare armonice 342
15. Modulatoare și demodulatoare 385

Coli de tipar 25. B.T. 08,12,1982.
Format 16/70×100. Apărut 1982

I. P. „Oltenia" Craiova
Str. M. Viteazul, nr. 4
Republica Socialistă România
Plan 9285/191/1982

1. NOȚIUNI DE FIZICA SEMICONDUCTOARELOR

BREVIAR TEORETIC

● **Pentru un material semiconductor intrinsec (pur),** *concentrația de goluri* (p) este egală cu *concentrația de electroni* (n); valoarea lor comună se numește *concentrație intrinsecă* (n_i) și este dată de:

$$n_i = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right)$$

unde:

A este o constantă de material ($5{,}65 \cdot 10^{15}$ cm^{-3} K$^{-1,5}$ pentru siliciu);
k — constanta lui Boltzmann ($8{,}62 \cdot 10^{-5}$ eV/K);
T — temperatura absolută;
E_G — lărgimea benzii energetice interzise.

● **Pentru un semiconductor impurificat, la echilibru termic,** *concentrațiile de goluri* (p_0) *și de electroni* (n_0) sînt date de:

$$p_0 = n_i \exp\left(\frac{E_i - E_F}{kT}\right);$$

$$n_0 = n_i \exp\left(\frac{E_F - E_i}{kT}\right) = \frac{n_i^2}{p_0},$$

unde E_i este nivelul energetic situat la mijlocul benzii interzise, iar E_F este nivelul Fermi*. Electronii dintr-un cristal semiconductor se supun statisticii Fermi-Dirac; conform acestei statistici, probabilitatea de ocupare cu electroni a unui nivel energetic E este dată de:

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)}.$$

● **Condiția de neutralitate a unui semiconductor aflat la echilibru termic** impune relația:

$$p_0 + N_D^+ = n_0 + N_A^-,$$

unde N_D^+ și N_A^- reprezintă concentrația de ioni donori, respectiv acceptori. Concentrațiile de atomi donori și acceptori se vor nota N_D, respectiv N_A.

---

* Formulele din acest capitol se referă la semiconductoare nedegenerate, pentru care nivelul Fermi se găsește în interiorul benzii interzise.

● **Rezistivitatea unui material semiconductor**, ρ, este dată de :

$$\rho = \frac{1}{q(n\mu_n + p\mu_p)},$$

unde

q este sarcina elementară ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C) ;

n, p — concentrațiile de electroni sau goluri în orice regim de funcționare (echilibru sau neechilibru) ;

μ_n, μ_p — mobilitățile electronului, respectiv golului.

● **Densitățile de curent în materialele semiconductoare** sînt date de expresiile :

$$\vec{j} = \vec{j}_n + \vec{j}_p + \varepsilon \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial t};$$

$$\vec{j}_n = \vec{j}_{nc} + \vec{j}_{nd} = qn\mu_n \vec{\mathcal{E}} + qD_n \nabla n ;$$

$$\vec{j}_p = \vec{j}_{pc} + \vec{j}_{pd} = qp\mu_p \vec{\mathcal{E}} - qD_p \nabla p ;$$

unde

$\vec{j}$ este densitatea totală de curent ;

$\vec{j}_n$, $\vec{j}_p$ — densitățile de curent de electroni, respectiv goluri ;

$\vec{j}_{nc}$, $\vec{j}_{pc}$ — densitățile de curent de cîmp ;

$\vec{j}_{nd}$, $\vec{j}_{pd}$ — densitățile de curent de difuzie ;

$\vec{\mathcal{E}}$ — intensitatea cîmpului electric ;

ε — permitivitatea dielectrică ;

D_n, D_p — coeficienții de difuzie.

Coeficienții de difuzie sînt legați de mobilități prin relațiile lui Einst

$$D_n = \frac{kT}{q}\mu_n ; \quad D_p = \frac{kT}{q}\mu_p .$$

● **Viteza de variație în timp a concentrațiilor de purtători de sar** este dată de sistemul ecuațiilor de continuitate :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial n}{\partial t} = G_L - R_n + \dfrac{1}{q} \nabla \cdot \vec{j}_n ; \\ \dfrac{\partial p}{\partial t} = G_L - R_p - \dfrac{1}{q} \nabla \cdot \vec{j}_p , \end{cases}$$

unde G_L reprezintă viteza de generare a perechilor electron-gol sub acți unor cauze externe, iar R_n și R_p vitezele nete de recombinare ale electron și, respectiv, golurilor. În absența fenomenelor de aliprire $R_n = R_p$, valo lor comună se notează U și este dată, conform modelului Shockley-Read-H de :

$$U = \frac{pn - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_t) + \tau_{n0}(p + p_t)},$$

unde τ_{p0}, τ_{n0} sînt timpii de viață intimi ai golurilor, respectiv electron iar n_t, p_t sînt concentrații fictive de purtători de sarcină pentru un semi ductor la care nivelul Fermi coincide cu nivelul trapelor (E_t).

Pentru calcule simple, expresiile lui R_p și R_n se consideră a fi :

$$R_p = \frac{p - p_0}{\tau_p}; \quad R_n = \frac{n - n_0}{\tau_n},$$

unde τ_p și τ_n sînt timpii de viață ai golurilor, respectiv electronilor, în exces.

PROBLEME REZOLVATE

1.1. *Într-un semiconductor dopat cu impurități donoare se cunoaște concentrația* N_D^* *a atomilor donori ionizați. Presupunînd că la orice temperatură semiconductorul este nedegenerat, se cere :*

a) *să se determine expresiile concentrațiilor de purtători mobili de sarcină* (p_0 *și* n_0) ;

b) *să se arate cum se pot aproxima relațiile obținute în următoarele situații :*

— *în domeniul temperaturilor normale, pentru care* $N_D^* \gg n_i$;

— *în domeniul temperaturilor înalte, pentru care* $n_i \gg N_D^*$.

Rezolvare

a) Din condiția de neutralitate a semiconductorului rezultă

$$n_0 = p_0 + N_D^*.$$

Semiconductorul fiind nedegenerat,

$$p_0 n_0 = n_i^2.$$

Rezolvînd sistemul format de cele două ecuații, se obține :

$$n_0 = \frac{N_D^*}{2} + \sqrt{\left(\frac{N_D^*}{2}\right)^2 + n_i^2};$$

$$p_0 = -\frac{N_D^*}{2} + \sqrt{\left(\frac{N_D^*}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

b) Pentru $N_D^* \gg n_i$, rezultă :

$$n_0 \cong N_D^*; \quad p_0 \cong \frac{n_i^2}{N_D^*}.$$

Pentru $n_i \gg N_D^*$, rezultă :

$$n_0 \cong n_i; \quad p_0 \cong n_i.$$

1.2. *Un monocristal de siliciu a fost dopat cu* $N_A = 1{,}1 \cdot 10^{16}\ cm^{-3}$ *și* $N_D = 10^{15}\ cm^{-3}$. *Să se calculeze, pentru* $T = 300\ K$, *următoarele mărimi :*

a) *concentrațiile de goluri și de electroni ;*

b) *poziția nivelului Fermi ;*

c) *rezistivitatea materialului.*

Se vor considera : $n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}\ cm^{-3}$; $\mu_n = 10^3\ cm^2/Vs$; $\mu_p = 400\ cm^2/Vs$.

Rezolvare

a) Acceptînd ipoteza ionizării totale a impurităților ($N_D^+ \cong N_D$; $N^- \cong N_A$), concentrațiile de goluri și de electroni rezultă din sistemul:

$$\begin{cases} p_0 + N_D = n_0 + N_A; \\ p_0 n_0 = n_i^2. \end{cases}$$

Rezultă:

$$p_0 \cong N_D - N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3};$$

$$n_0 = \frac{n_i^2}{p_0} = 2{,}1 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}.$$

b) $E_i - E_F = kT \ln \frac{p_0}{n_i} = 0{,}348$ eV.

c) $\rho \cong \frac{1}{q p_0 \mu_p} = 1{,}56\ \Omega$ cm.

1.3. *Să se calculeze poziția nivelului Fermi pentru monocristalele de siliciu dopate în felul următor:*

a) $N_A = 10^{18}$ *cm*$^{-3}$; $N_D = 0$;

b) $N_A = 1{,}01 \cdot 10^{19}$ m^{-3}; $N_D = 10^{19}$ *cm*$^{-3}$.

Să se indice, pentru fiecare caz, dacă semiconductorul este degenerat și procentul aproximativ al ionizării atomilor de impuritate. Se va considera $T = 300$ *K*; $n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}$ *cm*$^{-3}$; $E_G = 1{,}11$ *eV*; $E_C - E_D = 0{,}09$ *eV*; $E_A - E_V = 0{,}1$ *eV*. (E_C și E_V *reprezintă limitele benzii interzise).*

Rezolvare

Poziția nivelului Fermi este dată de relația:

$$E_i - E_F = kT \ln \frac{p_0}{n_i}.$$

Calculul concentrației de goluri se va face acceptînd ipoteza ionizării totale a impurităților:

$$p_0 \cong N_A - N_D.$$

Înlocuind datele numerice în relațiile de mai sus, se obține:

a) $p_0 \cong 10^{18}$ cm^{-3}; $E_i - E_F = 0{,}467$ eV;

b) $p_0 \cong 10^{17}$ m^{-3}; $E_i - E_F = 0{,}408$ eV.

Întrucît în ambele cazuri $E_i - E_F < E_G/2 = 0{,}555$ eV, rezultă că semiconductoarele în discuție nu sînt degenerate.

Procentul aproximativ al ionizării atomilor acceptori (p_A) este dat de:

$$p_A = f(E_A) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_A - E_F}{kT}\right)}.$$

Ecartul energetic din relația de mai sus se calculează cu relația :

$$E_A - E_F = (E_A - E_V) - \frac{E_G}{2} + (E_i - E_F),$$

unde poziția nivelului Fermi se ia din calculele anterioare presupunînd completa ionizare a impurităților.

Efectuînd calculele, se obține $p_A = 49{,}7\%$ în cazul (*a*) și $p_A = 51{,}2\%$ în cazul (*b*).

În mod similar, procentul ionizării atomilor donori (p_D) este dat de :

$$p_D = 1 - f(E_D) = 1 - \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_D - E_F}{kT}\right)},$$

unde :

$$E_D - E_F = -(E_C - E_D) + \frac{E_G}{2} + (E_i - E_F).$$

Se obține $p_D \cong 100\%$ în ambele cazuri.

Observație. Calculele de mai sus se pot continua iterativ pentru obținerea unei precizii crescute.

1.4. *Să se determine concentrațiile de electroni și de goluri și poziția nivelului Fermi pentru o mostră din siliciu la 300 K, dopată uniform cu fosfor, pentru concentrații care variază de la 10^{14} cm^{-3} la 10^{19} cm^{-3}. Se cunosc :* $E_C - E_D = 0{,}044$ *eV ;* $E_G = 1{,}082$ *eV ;* $N_c = 2{,}88 \cdot 10^{19}$ cm^{-3} *;* $N_V = 1{,}08 \cdot 10^{19}$ cm^{-3}.

Rezolvare

Poziția nivelului Fermi se determină prin rezolvarea ecuației care se obține din condiția de neutralitate electrică :

$$p_0 + N_D^+ = n_0 + N_A^-.$$

Concentrațiile de atomi donori și acceptori ionizați, N_D^+, respectiv N_A^- se obțin prin aplicarea statisticii Fermi-Dirac :

$$N_D^+ = \frac{N_D}{1 + \exp\left(\frac{E_F - E_D}{kT}\right)},$$

$$N_A^- = \frac{N_A}{1 + \exp\left(\frac{E_A - E_F}{kT}\right)}.$$

În cazul din problema de față $N_A = 0$, astfel că se poate scrie :

$$p_0 + N_D^+ = n_0,$$

sau :

$$N_v \exp\left(\frac{E_V - E_F}{kT}\right) + \frac{N_D}{1 + \exp\left(\frac{E_F - E_D}{kT}\right)} = N_c \exp\left(\frac{E_F - E_C}{kT}\right),$$

care este o ecuație de gradul III în $\exp(E_F/kT)$.

Rezolvarea acestei ecuații conduce la rezultatele înscrise în tabelul 1.4 ; tot aici se află înscrise și concentrațiile corespunzătoare de electroni și goluri, precum și gradul de ionizare a impurităților (N_D^+/N_D).

TABELUL 1.4

N_D	[cm^{-3}]	10^{14}	10^{15}	10^{16}	10^{17}	10^{18}	10^{19}
$\|E_F - E_i\|$	[eV]	0,216	0,275	0,335	0,394	0,450	0,496
n_0	[cm^{-3}]	10^{14}	10^{15}	$9,9 \cdot 10^{15}$	$9,82 \cdot 10^{16}$	$8,59 \cdot 10^{17}$	$5,08 \cdot 10^{18}$
p_0	[cm^{-3}]	$2,1 \cdot 10^{5}$	$2,1 \cdot 10^{5}$	$2,11 \cdot 10^{5}$	$2,14 \cdot 10^{5}$	$2,45 \cdot 10^{5}$	$4,14 \cdot 10$
N_D^+/N_D	—	1,000	1,000	0,998	0,982	0,859	0,508

Se observă că în ipoteza că semiconductorul *nu este degenerat*, produsul $p_0 n_0$ este constant și egal cu n_i^2. De asemenea, rezultă că ipoteza curent utilizată a *ionizării totale* este valabilă numai pentru concentrații de impurități suficient de mici, astfel încît : $N_D \ll N_c \cong 10^{19}$ cm^{-3} (300 K).

Observație : Pentru concentrații $N_D \geq 10^{18}$ cm^{-3} semiconductorul este degenerat (nu se mai îndeplinește condiția $E_c - E_F \gg kT$) și rezultatele obținute conțin erori mari ; totuși ele sînt utile avînd meritul de a ilustra o tendință de evoluție.

1.5. *Să se repete problema 1.4 presupunîndu-se de această dată o impurificare cu bor* ($E_A - E_v = 0{,}045$ eV).

Rezolvare

Se procedează la fel ca în problema 1.4, ecuația fiind :

$$p = n + N_A^-.$$

Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1.5. Observațiile făcute la problema precedentă sînt valabile și aici, remarcînd că degenerarea se instalează chiar și pentru concentrații de bor sub 10^{18} cm^{-3}.

TABELUL 1.5

N_D	[cm^{-3}]	10^{14}	10^{15}	10^{16}	10^{17}	10^{18}	10^{19}
$\|E_F - E_i\|$	[eV]	−0,241	−0,301	−0,360	−0,419	−0,471	−0,512
p_0	[cm^{-3}]	10^{14}	10^{15}	$9,9 \cdot 10^{15}$	$9,52 \cdot 10^{16}$	$7,24 \cdot 10^{17}$	$3,51 \cdot 10^{18}$
n_0	[cm^{-3}]	$2,1 \cdot 10^{5}$	$2,1 \cdot 10^{5}$	$2,11 \cdot 10^{4}$	$2,2 \cdot 10^{3}$	$2,6 \cdot 10^{2}$	$5,69 \cdot 10$
N_A^-/N_A	—	1,000	1,000	0,995	0,952	0,724	0,351

1.6. *Să se găsească expresia variației relative a conductivității unui semiconductor intrinsec, în raport cu variația relativă a temperaturii. Pe baza acestei relații să se calculeze procentul de creștere a conductivității pentru germaniu și pentru siliciu la o creștere de 1°C a temperaturii* ($T = 300$K).

Indicație : *se va neglija dependența de temperatură a mobilității.*

Rezolvare

Cunoscînd expresia conductivității intrinseci (σ_i):

$$\sigma_i = \frac{1}{\rho_i} = qn_i(\mu_n + \mu_p),$$

rezultă:

$$\frac{d\sigma_i}{\sigma_i} = \frac{dn_i}{n_i}.$$

Dependența de temperatură a concentrației intrinseci este de forma:

$$n_i = AT^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right);$$

logaritmînd relația de mai sus și apoi diferențiind, se obține:

$$\frac{dn_i}{n_i} = \left(\frac{3}{2} + \frac{E_G}{2kT}\right)\frac{dT}{T} \cong \frac{\Delta\sigma_i}{\sigma_i}.$$

Pentru aplicația numerică cerută ($\Delta T = 1°$ C; $T = 300$ K), se obține $\Delta\sigma_i/\sigma_i = 7{,}64\%$ pentru siliciu ($E_G = 1{,}11$ eV) și $\Delta\sigma_i/\sigma_i = 4{,}81\%$ pentru germaniu ($E_G = 0{,}67$ eV).

1.7. *La o probă omogenă realizată dintr-un material semiconductor pur s-a măsurat rezistența în două condiții de temperatură:* $R_1 = 433\ \Omega$ *la* $\theta_1 = 25°C$ *și* $R_2 = 28\ \Omega$ *la* $\theta_2 = 100°C$. *Să se indice din ce material este realizată proba.*

Rezolvare

Variația puternică a rezistenței în domeniul de temperatură considerat se datorește în principal dependenței exponențiale de temperatură a concentrației intrinseci (n_i):

$$R \sim \rho_i \sim \frac{1}{n_i} \sim \exp\left(\frac{E_G}{2kT}\right).$$

Tipul de material folosit se găsește prin calculul lărgimii benzii interzise (E_G). Scriind expresia rezistenței pentru cele două temperaturi, se obține:

$$E_G = \frac{2kT_1T_2}{T_2 - T_1} \ln\frac{R_1}{R_2} = 0{,}7 \text{ eV}.$$

Rezultă că materialul folosit este germaniul.

1.8. *Să se calculeze rezistivitatea unui monocristal de germaniu intrinsec și a unui monocristal de siliciu intrinsec la* $T = 300K$.

Rezolvare

Rezistivitatea unui semiconductor intrinsec se calculează cu relația:

$$\rho_i = \frac{1}{q(\mu_n + \mu_p)n_i}.$$

Pentru germaniu ($n_i = 2{,}4 \cdot 10^{13}$ cm^{-3}; $\mu_n = 3\,900$ cm^2/Vs; $\mu_p = 1\,900$ cm^2/Vs) se obține $\rho_i = 45\ \Omega$cm.

Pentru siliciu ($n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}$ cm^{-3}; $\mu_n = 1\,350$ cm^2/Vs; $\mu_p = 480$ cm^2/Vs) se obține $\rho_i = 235\,500\ \Omega$cm.

1.9. *Să se indice, pentru fiecare dintre cele trei cazuri de mai jos, care dintre probe* (a *sau* b), *are rezistivitatea mai mare :*

Caz 1 : a) *siliciu :* $N_A = 10^{17}\ cm^{-3}$; $N_D = 10^{16}\ cm^{-3}$;
b) *siliciu :* $N_A = 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_D = 10^{17}\ cm^{-3}$.

Caz 2 : a) *siliciu :* $N_D = 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_A = 0$;
b) *germaniu :* $N_D = 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_A = 0$.

Caz 3 : a) *siliciu :* $N_A = 1{,}1 \cdot 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_D = 10^{16}\ cm^{-3}$;
b) *siliciu :* $N_A = 1{,}01 \cdot 10^{17}\ cm^{-3}$; $N_D = 10^{17}\ cm^{-3}$.

Rezolvare

Caz 1 : $\rho_a > \rho_b$; acest lucru se explică plecînd de la expresiile rezistivităților :

$$\rho_a = \frac{1}{q p_a \mu_p} ; \qquad \rho_b = \frac{1}{q n_b \mu_n} .$$

Deși $p_a = N_A^{(a)} - N_D^{(b)} = n_b = N_D^{(b)} - N_A^{(b)}$, ρ_a este mai mare decît ρ_b, deoarece $\mu_n > \mu_p$ (la aceeași concentrație totală de impurități).

Caz 2 : $\rho_a > \rho_b$; expresiile celor două rezistivități sînt :

$$\rho_a = \frac{1}{q N_{D_{Si}} \mu_{n,\,Si}} ; \qquad \rho_b = \frac{1}{q N_{D_{Ge}} \mu_{n,\,Ge}}$$

și se cunoaște inegalitatea $\mu_{n,\,Ge} > \mu_{n,\,Si}$.

Caz 3 : $\rho_b > \rho_a$; expresiile rezistivităților sînt :

$$\rho_a = \frac{1}{q(N_A^{(a)} - N_D^{(a)})\mu_n^{(a)}} ; \qquad \rho_b = \frac{1}{q(N_A^{(b)} - N_D^{(b)})\mu_n^{(b)}} .$$

Deși *concentrația netă* de impurități este aceeași în ambele cazuri, totuși $\mu_n^{(b)} < \mu_n^{(a)}$ deoarece mobilitatea scade odată cu creșterea *concentrației totale* de impurități.

1.10. *O probă din germaniu este dopată cu atomi donori,* $N_D = 10^{14}\ cm^{-3}$, *și atomi acceptori,* $N_A = 7 \cdot 10^{13}\ cm^{-3}$. *La temperatura probei, rezistivitatea materialului pur este* $\rho_i = 60\ \Omega cm$. *Să se calculeze densitatea curentului de conducție prin probă, dacă intensitatea cîmpului electric aplicat este* $\mathcal{E} = 2\ V/cm$. *Se va considera* $\mu_n = 3\,900\ cm^2/Vs$ *și* $\mu_p = 1\,900\ cm^2/Vs$.

Rezolvare

La temperatura probei, concentrația intrinsecă are valoarea :

$$n_i = \frac{1}{q(\mu_n + \mu_p)\rho_i} = 1{,}8 \cdot 10^{13}\ cm^{-3} .$$

Concentrațiile de goluri și de electroni rezultă din sistemul de ecuații (presupunînd ionizarea completă a impurităților) :

$$p_0 n_0 = n_i^2 ;$$

$$p_0 + N_D = n_0 + N_A .$$

Rezultă :

$$n_0 = \frac{N_D - N_A}{2} + \sqrt{\left(\frac{N_D - N_A}{2}\right)^2 + n_i^2} \cong 3{,}8 \cdot 10^{13}\ \text{cm}^{-3};$$

$$p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} \cong 0{,}85 \cdot 10^{13}\ \text{cm}^{-3}.$$

Atunci, densitatea curentului de conducţie (j_c) este dată de :

$$j_c = j_{nc} + j_{pc} = q(n_0\mu_n + p_0\mu_p)\mathcal{E} \cong 0{,}0526\ \text{A/cm}^2.$$

1.11. *Concentraţia golurilor într-un semiconductor este prezentată în figura 1.11, a.*

a) *Să se găsească expresia densităţii curentului de goluri, de difuzie,* $j_{pd}(x)$.

b) *Să se determine expresia cîmpului electric intern şi să se reprezinte grafic aceasta, în ipoteza absenţei curentului total de goluri* ($j_p = 0$).

c) *Să se calculeze diferenţa de potenţial dintre punctele* $x = 0$ *şi* $x = W$, *dacă* $p(0)/p_0 = 10^3$ ($T = 300K$).

Rezolvare

a) Curent de difuzie apare numai în porţiunea $x \in (0, W)$, unde $dp/dx \neq 0$; aici :

$$j_{pd}(x) = -qD_p\frac{dp}{dx} = qD_p\frac{p(0) - p_0}{W} = const.$$

b) Expresia cîmpului electric rezultă din condiţia de curent de goluri nul :

$$j_p = 0 = qp\mu_p\mathcal{E} - qD_p\frac{dp}{dx} = 0;$$

de aici :

$$\mathcal{E}(x) = \frac{kT}{q}\cdot\frac{1}{p(x)}\cdot\frac{dp}{dx} = -\frac{kT}{q}\cdot\frac{1}{p(x)}\cdot\frac{p(0) - p_0}{W} \sim -\frac{1}{p(x)}.$$

Reprezentarea grafică, calitativă, a distribuţiei de cîmp electric este dată în figura 1.11, *b*.

c) Calculul diferenţei interne de potenţial (Φ_{B0}) pleacă de la expresia cîmpului electric determinată la punctul (*b*) :

$$\Phi_{B0} = -\int_0^W \mathcal{E}(x)dx =$$

$$= -\int_0^W \frac{kT}{q}\cdot\frac{1}{p(x)}\cdot\frac{dp}{dx}dx =$$

$$= -\frac{kT}{q}\int_{p(0)}^{p_0}\frac{dp}{p(x)} = \frac{kT}{q}\ln\frac{p(0)}{p_0} =$$

$$= 0{,}0259 \ln 10^3 \cong 0{,}179\ \text{V}.$$

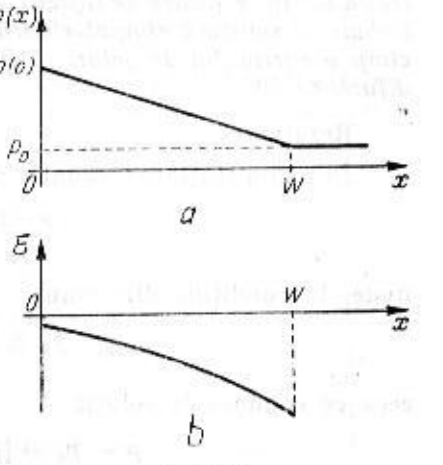


Fig. 1.11

1.12. *Proiectînd un fascicul luminos asupra unei bucăți izolate de germaniu de tip* n *cu rezistivitatea* $\rho_0 = 1\ \Omega cm$, *rezistivitatea lui scade brusc la valoarea* $\rho_1 = 0{,}95\ \Omega cm$. *După un timp* $t_1 = 5{,}5\ \mu s$ *de la retragerea fasciculului, rezistivitatea bucății de germaniu este* $\rho_2 = 0{,}98\ \Omega cm$. *Să se calculeze timpul de viață al electronilor în exces* (τ_n). *Se va presupune că toate fenomenele fizice se desfășoară uniform în tot volumul semiconductorului.*

Rezolvare

Scăderea rezistivității probei în urma iluminării se datorește generării de perechi electron-gol. Faptul că rezistivitatea materialului se modifică foarte puțin ne permite să apreciem că se lucrează la nivel mic de injecție ($n \gg p$) ; atunci, se poate scrie :

$$\rho_0 = \frac{1}{qn_0\mu_n}; \qquad \rho_1 = \frac{1}{qn_1\mu_n}; \qquad \rho_2 = \frac{1}{qn_2\mu_n},$$

unde n_0, n_1, n_2 sînt concentrațiile de purtători majoritari, corespunzătoare celor trei situații.

Variația în timp a concentrației de electroni (n) după întreruperea iluminării este descrisă de ecuația de continuitate corespunzătoare ($\nabla \cdot \vec{j}_p = 0$) :

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{n - n_0}{\tau_n},$$

cu condiția inițială $n(0) = n_1$. Soluția acestei ecuații diferențiale este :

$$n(t) - n_0 = (n_1 - n_0) \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right).$$

Punînd condiția $n(t_1) = n_2$, se obține :

$$\tau_n = \frac{t_1}{\ln \dfrac{n_1 - n_0}{n_2 - n_0}} = \frac{t_1}{\ln \dfrac{(\rho_0 - \rho_1)\rho_2}{(\rho_0 - \rho_2)\rho_1}} \cong 5{,}81\ \mu s.$$

1.13. *La unul dintre capetele unei bare semiconductoare de tip* n, *semiinfinite, aflate într-un circuit închis, se injectează goluri astfel încît concentrația lor în secțiunea de injecție se menține constantă, egală cu* p(0). *Ce condiție trebuie să satisfacă cîmpul electric din semiconductor, pentru ca componenta de cîmp a curentului de goluri să fie neglijabilă în comparație cu componenta de difuzie ?*

Rezolvare

În regim staționar, ecuația de continuitate pentru golurile în exces este :

$$-\frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{q} \nabla \cdot \vec{j}_p = 0,$$

unde, în condițiile din enunț :

$$j_p \cong i_{pd} = -qD_p \frac{dp}{dx},$$

ceea ce conduce la soluția :

$$p - p_0 = [p(0) - p_0] \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right).$$

În deducerea expresiei anterioare s-a ţinut seama de condiţiile de limită : $p(x=0) = p(0)$ şi $p(\infty) = p_0$; de asemenea, s-a notat $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$. Mărimea L_p se numeşte lungime de difuzie a golurilor.

Condiţia de neglijare a curentului de cîmp faţă de cel de difuzie duce la inegalitatea :

$$qp|\mu_p \mathcal{E}(x)| \ll -qD_p \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x},$$

unde p este dat de relaţia găsită. De aici rezultă

$$\mathcal{E}(x) \ll \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{L_p}.$$

1.14. *Să se arate că într-un semiconductor de tip* n, *aflat la nivel mic de injecţie şi avînd un singur nivel energetic de recombinare, situat la mijlocul benzii interzise* ($E_t = E_i$), *timpul de viaţă al golurilor în exces este egal cu timpul de viaţă intim al golului.*

Rezolvare

Se pleacă de la expresia vitezei nete de recombinare dată de modelul Shockley-Read-Hall :

$$U = \frac{pn - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_1) + \tau_{n0}(p + p_1)}.$$

Întrucît nivelul energetic de recombinare este situat la mijlocul benzii interzise, rezultă $n_1 = p_1 = n_i$. Semiconductorul se află la nivel mic de injecţie ; ca urmare $n \cong n_0$ şi $p \ll n_0$ (p_0 şi n_0 sînt concentraţiile de goluri, respectiv electroni, la echilibru termic). Atunci, expresia vitezei nete de recombinare se aproximează :

$$U = \frac{pn_0 - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_1) + \tau_{n0}(p + p_1)} =$$

$$= \frac{n_0\left(p - \dfrac{n_i^2}{n_0}\right)}{\tau_{p0}(n_0 + n_1) + \tau_{n0}(p + p_1)} \cong \frac{n_0(p - p_0)}{\tau_{p0} n_0 + \tau_{n0}(p + p_1)}.$$

Timpii intimi de viaţă pentru gol şi pentru electron nu sînt mult diferiţi între ei, pentru situaţiile uzuale ; ca urmare, se aproximează în continuare :

$$U \cong \frac{n_0(p - p_0)}{\tau_{p0} n_0} = \frac{p - p_0}{\tau_{p0}}.$$

De aici, rezultă că în condiţiile precizate $\tau_p = \tau_{p0}$.

1.15. a) *Să se deducă expresia vitezei nete de recombinare într-o regiune a unui semiconductor golită de purtători* ($p \ll n_i$; $n \ll n_i$), *considerînd* $\tau_{p0} = \tau_{n0} = \tau_0$.

b) *Pe baza relaţiei precedente să se calculeze timpul mediu de emisie al unui centru de generare (de creare a unei perechi electron-gol) considerînd* $\tau_0 = 1\ \mu s$, $n_i = 10^{10}\ cm^{-3}$ *şi o densitate de centri* $N_t = 10^{12}\ cm^{-3}$.

Rezolvare

a) Se pleacă de la expresia generală a vitezei nete de recombinare

$$U = \frac{pn - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_t) + \tau_{n0}(p + p_t)} = \frac{pn - n_i^2}{\tau_0(p + n + n_t + p_t)}.$$

În condițiile unei regiuni golite de purtători se îndeplinește inegalitatea $pn \ll n_i^2$. De asemenea, considerînd un nivel energetic de generare/recombinare situat în vecinătatea mijlocului benzii interzise ($E_t \cong E_i$), se obține $p_t \cong n_t \cong n_i \gg p + n$. Ca urmare, viteza netă de recombinare devine

$$U \cong -\frac{n_i}{2\tau_0},$$

semnul minus indicînd predominanța fenomenelor de generare.

b) Timpul mediu, $\bar{t}$, dintre două procese de emisie se calculează cu relația

$$\bar{t} = \frac{1}{|U_1|},$$

unde U_1 este viteza netă de recombinare asociată unui singur centru de recombinare, adică :

$$U_1 = \frac{U}{N_t}.$$

Folosind rezultatul de la punctul (*a*), se obține :

$$\bar{t} = \frac{2N_t\tau_0}{n_i} = 200 \ \mu s.$$

2. JONCȚIUNEA *PN*

BREVIAR TEORETIC

● **Modelul** cel mai simplu adoptat în studiul joncțiunii *pn* este cel al **joncțiunii abrupte, în aproximația de golire, la nivel mic de injecție.** Într-o astfel de joncțiune, la echilibru termic, se stabilește o regiune de sarcină spațială în jurul joncțiunii metalurgice. Restul structurii formează regiunile neutre. Între limitele regiunii de sarcină spațială se stabilește *diferența internă de potențial* (Φ_{B0}) dată de :

$$\Phi_{B0} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2},$$

unde cu N_A și N_D s-au notat concentrațiile de atomi acceptori din regiunea *p* și, respectiv, donori din regiunea *n*.

În condiții de polarizare a joncțiunii cu tensiunea V_A (cu sensul de referință pozitiv de la regiunea *p* către regiunea *n*), diferența de potențial din regiunea de sarcină spațială devine $\Phi_{B0} - V_A$.

Lărgimea regiunii de sarcină spațială (l) este dată de

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_D} + \frac{1}{N_A}\right)(\Phi_{B0} - V_A)}.$$

Extinderile acestei regiuni în fiecare dintre cele două regiuni ale joncțiunii (l_p și l_n) sînt date de sistemul :

$$\begin{cases} l_n + l_p = l ; \\ N_A l_p = N_D l_n. \end{cases}$$

În interiorul regiunii de sarcină spațială, distribuția intensității cîmpului electric este dată de :

$$\mathcal{E}(x) = \begin{cases} -\dfrac{qN_A}{\varepsilon}(x + l_p) ; & -l_p < x \leqslant 0 ; \\ -\dfrac{qN_D}{\varepsilon}(l_n - x) ; & 0 < x < l_n, \end{cases}$$

iar *distribuția potențialului electric* este :

$$u(x) = \begin{cases} -\frac{qN_A}{\varepsilon}(x + l_p)^2 ; & -l_p < x \leqslant 0 ; \\ \Phi_{p0} - V_A - \frac{qN_D}{\varepsilon}(l_n - x)^2 ; & 0 < x < l_n. \end{cases}$$

● **Caracteristica statică a joncțiunii** exprimă dependența curentului prin structură (I_A) de tensiunea aplicată (V_A) și are expresia :

$$I_A = I_{0d}\left[\exp\left(\frac{qV_A}{kT}\right) - 1\right] + I_{0gr}\left[\exp\left(\frac{qV_A}{2kT}\right) - 1\right],$$

unde I_{0d} este curentul de saturație corespunzător difuziei, iar I_{0gr} este curentul de saturație corespunzător fenomenelor de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială.

Curentul I_{0d} are expresia :

$$I_{0d} = A_J q\left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n}\right),$$

unde A_J este aria transversală a joncțiunii, p_{n0} și n_{p0} sînt concentrațiile de purtători minoritari, la echilibru termic, din cele două regiuni ale joncțiunii, iar L_p și L_n sînt lungimile de difuzie ale golurilor, respectiv electronilor, date de :

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} ; \quad L_n = \sqrt{D_n \tau_n}.$$

Relația de mai sus pentru I_{0d} este valabilă numai pentru joncțiuni groase, la care regiunile neutre au lungimi (W_{cp}, respectiv W_{cn}) ce satisfac inegalitățile :

$$W_{cp} \gg L_n ; \quad W_{cn} \gg L_p.$$

Pentru o joncțiune subțire, una sau amîndouă inegalitățile de mai sus capătă sens invers ; dacă, de exemplu, regiunea n a unei joncțiuni este subțire ($W_{cn} \ll L_p$), expresia lui I_{0d} are aceeași formă ca la joncțiunea groasă, numai că se înlocuiește L_p cu W_{cn}.

Curentul I_{0gr} are expresia :

$$I_{0gr} = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l,$$

unde cu τ_0 s-a notat valoarea comună a timpilor de viață în exces τ_p și τ_n. Această expresie ține seama doar de fenomenele de generare-recombinare din volumul semiconductorului ; dacă se ține seama și de efectul suprafeței, mărimea τ_0 din relația de mai sus se înlocuiește cu expresia unui timp de viață efectiv (τ_{0ef}) dat de :

$$\frac{1}{\tau_{0ef}} = \frac{1}{\tau_0} + \frac{s_0 A_S}{l A_J}$$

unde s_0 este viteza efectivă de recombinare la suprafață, iar A_S este aria suprafeței semiconductorului cuprinsă de regiunea de sarcină spațială.

Pentru calcule în scheme electrice, *caracteristica statică se aproximează cu una mai simplă* :

$$I_A = I_0\left[\exp\left(\frac{qV_A}{mkT}\right) - 1\right],$$

unde coeficientul m ia valori cuprinse între 1 și 2.

În polarizare inversă ($V_A \equiv -V_R$), joncțiunea *pn* prezintă *fenomenul de străpungere*; acesta constă din creșterea puternică a curentului ($I_A \equiv -I_R$) de la o anumită tensiune. La tensiunea de străpungere ($V_R = V_{BR}$) curentul I_R tinde către infinit. Din punct de vedere cantitativ, creșterea curentului este luată în considerație prin înmulțirea valorii curentului invers I_0 (în absența acestui fenomen) cu un coeficient M — de multiplicare în avalanșă:

$$I_R = MI_0.$$

Coeficientul M poate fi calculat cu o relație empirică:

$$M = \frac{1}{1-\left(\frac{V_R}{V_{BR}}\right)^n},$$

unde n este un exponent cuprins între 3 și 7.

● **Regimul dinamic al joncțiunii** *pn*, **în condiții de semnal mic**, utilizează *circuite echivalente*.

La frecvențe joase, acesta cuprinde numai rezistența internă (diferențială), R_i, dată de:

$$R_i = \frac{mkT}{qI_A}.$$

La frecvențe mai mari, în paralel cu rezistența internă se conectează capacitatea joncțiunii, C_j, dată de

$$C_j = C_d + C_b,$$

unde C_d este capacitatea de difuzie:

$$C_d = \frac{\tau_0}{2R_i},$$

iar C_b este capacitatea de barieră:

$$C_b = \frac{\varepsilon \cdot A_J}{l}.$$

PROBLEME REZOLVATE

2.1. *O joncțiune* pn, *din siliciu, are următoarele date constructive:* $N_A = 10^{17}\ cm^{-3}$; $N_D = 10^{16}\ cm^{-3}$ *și profil abrupt al concentrației de impurități. Să se calculeze:*

a) *diferența internă de potențial* (Φ_{D0});

b) *lărgimea regiunii de sarcină spațială la echilibru termic* (l_0);

c) *intensitatea maximă a cîmpului electric la* $V_A = 0$; *0,3 V și* -10 V.

Se va considera: $T = 300\ K$; $n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}\ cm^{-3}$; *permitivitatea relativă* $K_s = 11{,}7$; $\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-14}\ F/cm$.

Rezolvare

a) Diferența internă de potențial este dată de:

$$\Phi_{D0} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = 0{,}026 \ln \frac{10^{17} \cdot 10^{16}}{(1{,}45 \cdot 10^{10})^2} = 0{,}759 \text{ V}.$$

b) Lărgimea regiunii de sarcină spațială la echilibru termic ($V_A = 0$) este dată de :

$$l_0 = \sqrt{\frac{2K_s\varepsilon_0}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)\Phi_{B0}} = 0{,}33 \ \mu\text{m}.$$

c) Intensitatea maximă a cîmpului electric este dată de valoarea cîmpului electric la $x = 0$:

$$\mathcal{E}_{max} = \frac{qN_D}{\varepsilon} l_n \quad \text{sau} \quad \mathcal{E}_{max} = \frac{qN_A}{\varepsilon} l_p,$$

unde l_n și l_p rezultă din sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} N_D l_n = N_A l_p ; \\ l_n + l_p = l = \sqrt{\dfrac{2K_s\varepsilon_0}{q}\left(\dfrac{1}{N_D} + \dfrac{1}{N_A}\right)(\Phi_{B0} - V_A)}. \end{cases}$$

Calculele indică :

$V_A = 0$: $l_0 = 0{,}33$ μm ; $l_{n0} = 0{,}30$ μm ; $\mathcal{E}_{max} = 4{,}63 \cdot 10^4$ V/cm ;

$V_A = +0{,}3$ V ; $l = 0{,}26$ μm ; $l_n = 0{,}236$ μm ; $\mathcal{E}_{max} = 3{,}64 \cdot 10^4$ V/cm ;

$V_A = -10$ V ; $l = 1{,}24$ μm ; $l_n = 1{,}13$ μm ; $\mathcal{E}_{max} = 1{,}74 \cdot 10^5$ V/cm.

2.2. *Să se determine expresiile pentru cîmpul electric, distribuția de potențial, diferența de potențial și lărgimea regiunii golite pentru o joncțiune gradată liniar* ($N_D - N_A = a \cdot x$), *la echilibru.*

Aplicație numerică : *calculul lui* Φ_{B0} *și* l_0 *pentru* $a = 10^{21}$ *cm*$^{-4}$ ($n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}$ *cm*$^{-3}$; $K_s = 11{,}7$; $\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-14}$ *F/cm*).

Rezolvare

Folosind aproximația de golire, densitatea de sarcină de volum (ρ_v) din interiorul regiunii de sarcină spațială este :

$$\rho_v = qax.$$

Distribuția de potențial, $u(x)$, rezultă din rezolvarea ecuației lui Poisson :

$$\frac{d^2u}{dx^2} = -\frac{\rho_v}{\varepsilon},$$

iar cîmpul electric are intensitatea :

$$\mathcal{E}(x) = -\frac{du}{dx}.$$

Condițiile la limită impuse în rezolvarea ecuației lui Poisson sînt :

$l_{n0} = l_{p0} = l_0/2$ (extinderea simetrică a regiunii de sarcină spațială în cele două regiuni ale joncțiunii) ;

$$\mathcal{E}\left(x = -\frac{l_0}{2}\right) = \mathcal{E}\left(x = \frac{l_0}{2}\right) = -\left.\frac{du}{dx}\right|_{x = \pm \frac{l_0}{2}} = 0 ;$$

$$u\left(x = -\frac{l_0}{2}\right) = 0.$$

În urma rezolvării se obțin următoarele expresii pentru distribuția de cîmp electric și de potențial (vezi și figura 2.2) :

$$\mathcal{E}(x) = \frac{qa}{2\varepsilon}\left(x^2 - \frac{l_0^2}{4}\right);$$

$$v(x) = \frac{qa}{6\varepsilon}\left(\frac{l_0^2}{4} + \frac{3}{4}l_0^2 x - x^3\right).$$

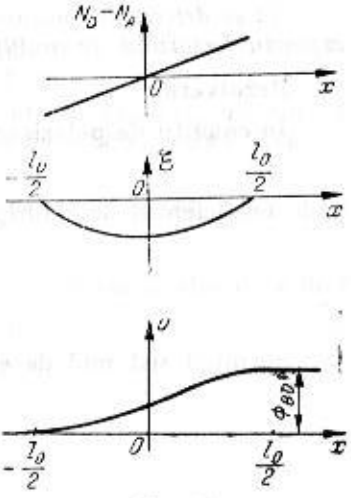


Fig. 2.2

Lărgimea regiunii golite rezultă din condiția :

$$n\left(\frac{l_0}{2}\right) = \Phi_{B0};$$

se obține :

$$l_0 = \left(\frac{12\varepsilon\Phi_{B0}}{qa}\right)^{1/3}. \qquad (1)$$

Calculul diferenței interne de potențial pleacă de la observația :

$$\exp\left(\frac{q\Phi_{B0}}{kT}\right) = \frac{n\left(\frac{l_0}{2}\right)}{n\left(-\frac{l_0}{2}\right)} = \frac{(N_D - N_A)\big|_{l_0/2}}{n_i^2/(N_D - N_A)\big|_{-l_0/2}} = \left(\frac{al_0}{2n_i}\right)^2;$$

de aici, se obține :

$$\Phi_{B0} = \frac{2kT}{q}\ln\frac{al_0}{2n_i}. \qquad (2)$$

Mărimile Φ_{B0} și l_0 se calculează din sistemul de ecuații (1) și (2). Pentru exemplul numeric considerat, se obține :

$$\Phi_{B0} = 0{,}73\ \text{V}\ ;\quad l_0 = 0{,}38\ \mu\text{m}.$$

2.3. *Să se calculeze intensitatea cîmpului electric la extremitatea dinspre contact a regiunii* n *a unei joncțiuni* pn *groase, din siliciu, prin care trece curentul* $I_A = 100\,mA$. *Se cunosc* $A_J = 10^{-2}\,cm^2$; $N_D = 10^{16}\,cm^{-3}$; $\mu_n = 1\,100\ cm^2/Vs$

Rezolvare

În regiunea aflată în discuție, concentrațiile de goluri și de electroni au valorile de la echilibru termic și, ca urmare, conform modelului joncțiunii abrupte sînt constante în spațiu. De aceea, singura modalitate de transport al purtătorilor de sarcină este cu ajutorul cîmpului electric :

$$I_A = A_J j_A = A_J(j_{pc} + j_{nc}) = qA_J(n_0\mu_n + p_0\mu_p)\mathcal{E} \cong qA_J n_0\mu_n\mathcal{E}.$$

De aici, rezultă mărimea cerută :

$$\mathcal{E} = \frac{I_A}{qA_J n_0\mu_n} \cong \frac{I_A}{qA_J N_D\mu_n} = 5{,}68\ \text{V/cm}.$$

2.4. *La o joncțiune, avînd un curent de saturație* I_0 *independent de tensiune, se fac următoarele măsurări :*

$V_{R1} = 1\ V$; $I_{R1} = 1\ nA$;
$V_{R2} = 10\ V$; $I_{R2} = 1{,}14\ nA$;
$V_{R3} = 18\ V$; $I_{R3} = 3{,}8\ nA$.

Să se determine tensiunea de străpungere a joncțiunii și exponentul n *din expresia factorului de multiplicare în avalanșă.*

Rezolvare

În condiții de polarizare inversă, curentul joncțiunii este dat de :

$$I_R = MI_0,$$

unde coeficientul de multiplicare M are expresia :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{V_{BR}}\right)^n}.$$

Formînd sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} \frac{I_{R2}}{I_{R1}} = 1{,}14 ; \\ \frac{I_{R3}}{I_{R1}} = 3{,}8, \end{cases}$$

se obține : $V_{BR} \cong 20$ V și $n \cong 3$.

2.5. *Să se calculeze tensiunea de străpungere a unei joncțiuni* p^+n, *abrupte, asimetrice, din siliciu, presupunînd un cîmp electric critic* $\mathcal{E}_{cr} = 4 \cdot 10^5$ *V/cm. Se va presupune o joncțiune plană cu* $N_D = 10^{16}$ *cm*$^{-3}$.

Rezolvare

Joncțiunea fiind asimetrică ($N_A \gg N_D$), are o lărgime a regiunii de sarcină spațială :

$$l \cong l_n \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}(\Phi_{B0} - V_A)} ;$$

în acest caz, intensitatea maximă a cîmpului electric are expresia :

$$\mathcal{E}_{max} = \frac{qN_D l}{\varepsilon}.$$

Joncțiunea fiind polarizată invers, la străpungere, se poate neglija diferența internă de potențial ($-V_A = V_{BR} \gg \Phi_{B0}$). În această situație, punînd $\mathcal{E}_{max} = \mathcal{E}_{cr}$, se obține :

$$V_{BR} = \frac{\varepsilon \mathcal{E}_{cr}^2}{2qN_D} = 51{,}83 \text{ V}.$$

2.6. *Se consideră o joncțiune* pn *a cărei temperatură este menținută la valoarea* $T = 300$ *K. La ce tensiune directă* ($V_A \equiv V_F$) *aplicată acestei joncțiuni curentul este de 10 ori mai mare decît curentul rezidual ?*

Rezolvare

Expresia caracteristicii statice este :

$$I_A = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_A}{mkT}\right) - 1\right],$$

unde $m = 1 \ldots 2$; punînd $I_A = 10I_0$, se obține :

$$V_A = m\frac{kT}{q} \ln 11 = (0{,}062 \ldots 0{,}124) \text{ V}.$$

2.7. *Se consideră o joncțiune* p⁺n, *abruptă, asimetrică, din siliciu, având* $N_D = 10^{14}$ *cm*$^{-3}$; $\mu_p = 500$ *cm*^{2}/*V*; $\tau_0 = 1$ *μs.*

a) *Să se calculeze raportul dintre curentul de difuzie* (I_{dif}) *și curentul de generare* (I_{gen}) *pentru o tensiune de polarizare* $V_R = 20$ *V și* $T = 300$ *K* ($n_i = 1{,}45 \cdot 10^{10}$ *cm*$^{-3}$).

b) *Să se calculeze temperatura la care acest raport devine unitar.*

Rezolvare

a) Cele două componente de curent, în polarizare inversă, sînt date de:

$$I_{dif} \cong I_{0d} \cong A_J q \frac{D_p p_n}{L_p} = A_J q \frac{D_p n_i^2}{L_p N_D};$$

$$I_{gen} \cong I_{0gr} = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l;$$

ca urmare, raportul cerut are expresia:

$$\frac{I_{dif}}{I_{gen}} = \frac{2n_i}{N_D} \cdot \frac{L_p}{l}.$$

Lărgimea regiunii de sarcină spațială este:

$$l \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D} V_R} = 1{,}61 \cdot 10^{-5} \text{ m},$$

iar lungimea de difuzie a golurilor este:

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_0} = \sqrt{\frac{kT}{q} \mu_p \tau_0} = 3{,}6 \cdot 10^{-5} \text{ m}.$$

Se obține $I_{dif}/I_{gen} = 6{,}48 \cdot 10^{-4}$.

b) Se consideră că singura mărime care depinde de temperatură este n_i. Punînd condiția din problemă, rezultă:

$$n_i = N_D \frac{l}{2L_p} = 2{,}24 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}.$$

Ținînd seama de legea de variație cu temperatura a concentrației intrinseci:

$$n_i = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right),$$

cu $A = 5{,}65 \cdot 10^{15}$ cm^{-3} K$^{-1{,}5}$ și $E_G = 1{,}11$ eV, se obține $T = 438$ K (165°C).

2.8. *Să se calculeze curentul rezidual (de saturație), la* $T = 300$ *K al unei joncțiuni* p⁺n *din germaniu, avînd următorii parametri:* $A_J = 5$ *mm*^{2}; $\rho_N = 5$ *Ωcm*; $\mu_n = 3\,900$ *cm*^{2}/*Vs*; $\mu_p = 1\,900$ *cm*^{2}/*Vs*; $\tau_0 = 5$ *μs*, $K_{\xi^0} = 16{,}3$; $n_i = 2 \cdot 10^{13}$ *cm*$^{-3}$. *Se consideră* $V_R = 10$ V.

Rezolvare

Expresia curentului de saturație este:

$$I_0 = I_{0d} + I_{0gr} = A_J q \frac{D_p n_i^2}{L_p N_D} + A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l,$$

unde :

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_0}; \quad D_p = \frac{kT}{q} \mu_p;$$

$$l \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D} V_R}; \qquad \varepsilon = K_{Ge} \varepsilon_0;$$

$$N_D \cong \frac{1}{q\mu_n \rho_N}.$$

Calculînd, se obține : $N_D = 3{,}2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3} ; $l = 7{,}5 \cdot 10^{-4}$ cm ; $L_p = 1{,}57 \cdot 10^{-2}$ cm ; $I_{0d} = 31{,}5$ μA ; $I_{0gr} = 12$ μA.

Deci :

$$I_0 = 43{,}5 \text{ μA}.$$

Observație. Se observă preponderența curentului de difuzie la joncțiunile din germaniu.

2.9. a) *Să se calculeze curentul de saturație al unei joncțiuni* p$^+$n *din siliciu, polarizate la* $V_R = 10$ V, *avînd parametrii :* $N_D = 10^{14}$ cm^{-3} ; $A_j = 5$ mm^2 ; $\tau_0 = 5$ μs ; $\mu_p = 400$ cm^2/Vs ; $K_{Si} = 11{,}7$; $n_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ cm^{-3}. *Să se compare cu rezultatele obținute în problema precedentă.*

b) *Să se estimeze contribuția fenomenelor de generare la suprafață, presupunînd* $A_s = 2$ mm^2 *și* $s_0 = 5$ cm/s.

Rezolvare

a) Efectuînd calculele cu ajutorul relațiilor din problema precedentă, se obține : $L_p = 7{,}2 \cdot 10^{-3}$ cm ; $l = 1{,}14 \cdot 10^{-3}$ cm ; $I_{0d} = 26$ pA ; $I_{0gr} = 13{,}7$ nA. Deci :

$$I_0 \cong I_{0gr} = 13{,}7 \text{ nA}.$$

La joncțiunile din siliciu polarizate invers contează numai curentul de generare. Curenții inverși la joncțiunile din siliciu sînt mult mai mici decît curenții inverși la joncțiunile din germaniu (în condiții de arii egale).

b) Componenta curentului de generare la suprafață ($I_{0gr,s}$) are expresia :

$$I_{0gr,s} = \frac{1}{2} A_s q n_i s_0.$$

Calculînd, se obține :

$$I_{0gr,s} = 0{,}12 \text{ nA}.$$

Observație. Pentru joncțiuni prelucrate necorespunzător, mărimile s_0 și A_s pot crește foarte mult, astfel încît curentul de generare la suprafață să devină predominant.

2.10. *Să se calculeze creșterea de temperatură* ΔT *pentru care curentul invers al unei joncțiuni din siliciu se dublează* ($T = 300$ K).

Rezolvare

Curentul invers al unei joncțiuni din siliciu este dat practic numai de componenta de generare :

$$I_R \cong I_{0gr} = A_j q \frac{n_i}{2\tau_0} l;$$

dependența de temperatură este dată de concentrația intrinsecă n_i (lărgimea l a regiunii de sarcină spațială depinde foarte slab de temperatură):

$$n_i = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right).$$

Atunci:

$$I_R(T) = const.\ T^{3/2} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right);$$

$$I_R(T + \Delta T) = const.(T + \Delta T)^{3/2} \exp\left[-\frac{E_G}{2k(T + \Delta T)}\right],$$

unde $I_R(T + \Delta T) = 2I_R(T)$. Împărțind cele două relații și logaritmînd, se obține:

$$\ln 2 = \frac{3}{2} \ln\left(1 + \frac{\Delta T}{T}\right) + \frac{E_G}{2kT} \cdot \frac{\Delta T}{T + \Delta T}.$$

Întrucît $\Delta T \ll T$, se poate aproxima $\ln(1 + \Delta T/T) \cong \Delta T/T$; rezultă:

$$\ln 2 \cong \frac{3}{2} \cdot \frac{\Delta T}{T} + \frac{E_G}{2kT} \cdot \frac{\Delta T}{T}$$

sau:

$$\Delta T = \frac{\ln 2}{\frac{3}{2} + \frac{E_G}{2kT}} \cdot T = \frac{\ln 2}{\frac{3}{2} + \frac{1{,}11}{2 \cdot 0{,}026}} 300 \cong 9{,}1°\text{C}.$$

2.11. *Să se determine conductanța la semnal mic* dI_R/dV_R *pentru o joncțiune* p⁺n; *aplicație pentru joncțiunea din problema 2.9.*

Rezolvare

Curentul invers al unei joncțiuni este dat de

$$I_R = I_{0d} + I_{0gr} = A_J q \left(\frac{D_p p_n}{L_p} + \frac{D_n n_p}{L_n}\right) + A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l.$$

Deoarece numai curentul de generare depinde de tensiunea aplicată, V_R, prin intermediul lățimii regiunii golite, l, se obține:

$$\frac{dI_R}{dV_R} = \frac{dI_{0gr}}{dV_R} = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} \cdot \frac{dl}{dV_R} = \frac{I_{0gr}}{l} \cdot \frac{dl}{dV_R} = I_{0gr} \frac{d(\ln l)}{dV_R}.$$

Cunoscînd expresia lățimii regiunii golite pentru o joncțiune p^+n:

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}(V_R + \Phi_{B0})},$$

conductanța cerută are expresia:

$$\frac{dI_R}{dV_R} = \frac{I_{0gr}}{2(V_R + \Phi_{B0})}.$$

Pentru joncțiunea precizată: $I_{0gr} = 13{,}7$ nA; $V_R = 10$ V; $\Phi_{B0} \ll V_R$; calculînd, se obține $\Delta I_R/\Delta V_R = 0{,}685$ nA/V.

2.12. *Să se exprime raportul dintre componenta de difuzie* (I_{Fd}) *și cea de recombinare* (I_{Fr}) *ale curentului în funcție de curentul în polarizare directă* (I_F), *la o joncțiune* p^+n.

Rezolvare

Pentru tensiuni $V_A = V_F \gg kT/q$, componenta de difuzie a curentului este dată de :

$$I_{Fd} \cong I_{0d} \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right) = A_J q \frac{D_p n_i^2}{L_p N_D} \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right),$$

iar componenta de recombinare :

$$I_{Fr} \cong I_{0gr} \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right) = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right).$$

Raportul cerut are expresia :

$$\frac{I_{Fd}}{I_{Fr}} = 2\frac{n_i}{N_D} \cdot \frac{L_p}{l} \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right). \qquad (1)$$

Pentru a exprima acest raport în funcție de curentul I_F, se ține seama că :

$$I_F \cong I_{0d} \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right) + I_{0gr} \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right);$$

considerînd că I_{0gr} nu depinde practic de tensiunea V_F, ecuația de mai sus permite calculul termenului exponențial :

$$\exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right) = -\frac{I_{0gr}}{2I_{0d}} + \sqrt{\left(\frac{I_{0gr}}{2I_{0d}}\right)^2 + \frac{I_F}{I_{0d}}}.$$

Introducînd în relația (1), se obține :

$$\frac{I_{Fd}}{I_{Fr}} = \frac{1}{2}\left(\sqrt{1 + 4\frac{I_F \cdot I_{0d}}{I_{0gr}^2}} - 1\right),$$

sau, în altă formă, ținînd seama de expresia lărgimii regiunii golite

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}(\Phi_{B0} - V_A)},$$

se obține :

$$\frac{I_{Fd}}{I_{Fr}} = \frac{1}{2}\left(\sqrt{1 + \frac{8L_p\tau_0}{\varepsilon(\Phi_{B0} - V_F)} \cdot \frac{I_F}{A_J}} - 1\right).$$

Observație. Expresia obținută atrage atenția că raportul dintre componenta de difuzie și componenta de recombinare a curentului direct, în funcție de curentul direct, nu mai departajează net joncțiunile fabricate din materiale diferite ; într-adevăr, în expresia obținută nu mai apare concentrația intrinsecă n_i din expresia aceluiași raport, exprimat în funcție de tensiunea aplicată.

2.13. *Să se calculeze parametrul* dV_F/dT *la* $I_F = \text{const.}$ *pentru o joncțiune* p^+n *din siliciu*, *la* $T = 300\ K$, $V_F = 0{,}6\ V$.

Rezolvare

Expresia caracteristicii statice în polarizare directă, pentru o joncțiune p^+n are expresia :

$$I_F \cong I_{0gr} \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right) = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} l \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right)$$

în domeniul tensiunilor mici, unde predomină curentul de recombinare, și:

$$I_F \cong I_{0d} \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right) = A_J q \frac{D_p n_i^2}{N_D L_p} \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right)$$

în domeniul de tensiuni mai mari, unde predomină curentul de difuzie (sau la joncțiuni subțiri).

Cunoscînd dependența de temperatură a concentrației intrinseci:

$$n_i = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{E_G}{2kT}\right),$$

și considerînd mărimile l și D_p independente de temperatură, se obține (prin logaritmarea și diferențierea celor două expresii ale lui I_F):

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta T} = -\frac{kT/q}{T}\left(\frac{3}{2} + \frac{E_G - 2qV_F}{2kT}\right) = 0{,}019 \text{ mV/°C},$$

respectiv:

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta T} = -\frac{kT/q}{T}\left(3 - \frac{E_G - qV_F}{kT}\right) = -1{,}96 \text{ mV/°C}.$$

Este evident că la $V_F = 0{,}6$ V predomină curentul de difuzie și, ca urmare, al doilea rezultat este valabil.

2.14. *Să se estimeze* ***rezistența serie***, R_s, *a unei joncțiuni la care s-au făcut următoarele măsurări în polarizare directă:*

$I_{F1} = 0{,}02$ A; $V_{F1} = 0{,}6$ V;
$I_{F2} = 0{,}1$ A; $V_{F2} = 0{,}68$ V;
$I_{F3} = 0{,}5$ A; $V_{F3} = 0{,}83$ V.

Rezolvare

Caracteristica statică a unei joncțiuni la care nu se neglijează **rezistența serie** este dată de:

$$V_F \cong m\frac{kT}{q} \ln\frac{I_F}{I_0} + R_s I_F.$$

Se poate, deci, scrie:

$$\begin{cases} V_{F1} = m\dfrac{kT}{q} \ln\dfrac{I_{F1}}{I_0} + R_s I_{F1}; \\ V_{F2} = m\dfrac{kT}{q} \ln\dfrac{I_{F2}}{I_0} + R_s I_{F2}; \\ V_{F3} = m\dfrac{kT}{q} \ln\dfrac{I_{F3}}{I_0} + R_s I_{F3}. \end{cases}$$

Adunînd prima relație cu a treia și scăzînd pe a doua înmulțită cu 2, rezultă:

$$V_{F1} - 2V_{F2} + V_{F3} = m\frac{kT}{q} \ln\frac{I_{F1} I_{F3}}{I_{F2}^2} + R_s(I_{F1} - 2I_{F2} + I_{F3}).$$

Alegînd cele trei puncte de măsurare (ca în datele problemei) astfel încît:

$$\frac{I_{F1}}{I_{F2}} = \frac{I_{F2}}{I_{F3}},$$

se obține:

$$R_s = \frac{V_{F1} - 2V_{F2} + V_{F3}}{I_{F1} - 2I_{F2} + I_{F3}} = 0{,}22 \ \Omega.$$

2.15. *Rezistența termică a unei diode realizate dintr-o joncțiune* pn *este* $R_{thj-a} = 200°C/W$. *Temperatura mediului ambiant este* $T_A = 25°C$. *Curentul de saturație nu depinde de tensiunea inversă aplicată și are valoarea* $I_0\,(25°C) = 10\ \mu A$; *dependența acestui curent de temperatură indică o dublare a acestuia la* $10°C$. *Care este tensiunea inversă,* V_R, *ce se poate aplica pe diodă astfel încît temperatura joncțiunii* (T_J) , *să nu depășească* $65°C$?

Rezolvare

În condiții staționare, puterea disipată pe diodă (P_D) se poate exprima prin relația :

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{R_{thj-a}} = I_0(T_J)V_R.$$

Curentul de saturație, corespunzător temperaturii $T_J = 65°C$, are valoarea :

$$I_0(T_J) = I_0(T_A)\cdot 2^{\frac{T_J - T_A}{10}} = 160\ \mu A ;$$

ca urmare, tensiunea V_R maxim admisibilă este :

$$V_R = \frac{T_J - T_A}{R_{thj-a} I_0(T_J)} = 1\,250\ V.$$

2.16. *O diodă realizată pe baza unei joncțiuni* pn *este caracterizată prin* $I_0\,(20°C) = 5\ nA$; $m = 1$; $R_{thj-a} = 350°C/W$ *și o dublare a curentului* I_0 *la fiecare* $10°C$. *Curentul direct prin diodă este menținut constant la valoarea* $I_F = 0{,}5\ A$. *Să se calculeze tensiunea la bornele diodei* (V_F) *și temperatura joncțiunii* (T_J) *dacă temperatura mediului ambiant se menține la valoarea* $T_A = 20°C$.

Rezolvare

Se consideră expresiile puterii disipate în regim staționar :

$$P_D = V_F I_F = \frac{T_J - T_A}{R_{thj-a}}$$

și expresia caracteristicii statice :

$$I_F \cong I_0(T_J)\ \exp\left(\frac{qV_F}{mkT_J}\right) = I_0(T_A)\cdot 2^{\frac{T_J - T_A}{10}}\ \exp\left(\frac{qV_F}{kT_J}\right).$$

Eliminînd temperatura joncțiunii între cele două relații, se obține :

$$\frac{I_F}{I_0(T_A)} = 2^{\frac{R_{thj-a}V_F I_F}{10}}\ \exp\left[\frac{qV_F}{k(T_A - R_{thj-a}I_F V_F)}\right].$$

Prin logaritmare, se obține ecuația :

$$\frac{qV_F}{k(T_A + R_{thj-a}I_F V_F)} + \frac{R_{thj-a}V_F I_F \ln 2}{10} = \ln\frac{I_F}{I_0(T_A)},$$

care, după înlocuire cu valorile numerice, devine :

$$0{,}183V_F^2 + 1{,}0275V_F - 0{,}464 = 0.$$

Singura soluție acceptabilă este :

$$V_F = 0{,}42 \text{ V},$$

iar temperatura joncțiunii :

$$T_J = T_A + R_{th\,j-a} V_F I_F = 93{,}5°\text{C}.$$

2.17. *La o joncțiune* pn *s-au determinat experimental următoarele puncte ale caracteristicii statice :*

$I_{F1} = 10$ *nA* ; $V_{F1} = 0{,}3$ *V* ;

$I_{F2} = 100$ *nA* ; $V_{F2} = 0{,}41$ *V* ;

$I_{F3} = 1$ *μA* ; $V_{F3} = 0{,}52$ *V* ;

Să se găsească expresia analitică a caracteristicii statice în domeniul de curenți considerat.

Rezolvare

Se observă o dependență liniară a tensiunii V_F în raport cu logaritmul curentului, lg I_F ; atunci expresia caracteristicii statice este de forma :

$$I_F = I_0 \exp\left(\frac{qV_F}{mkT}\right).$$

Luînd în considerație două puncte de măsurare (*1* și *2*), rezultă (în urma logaritmării expresiei de mai sus) :

$$m = \frac{V_{F2} - V_{F1}}{\frac{kT}{q}(\ln I_{F2} - \ln I_{F1})} = 1{,}84 ;$$

$$I_0 = \frac{I_{F1}}{\exp\left(\frac{qV_{F1}}{mkT}\right)} = 18{,}9 \text{ pA}.$$

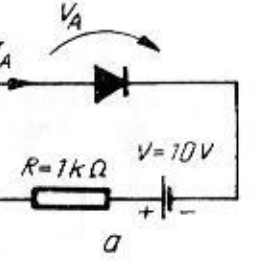
2.18. *În circuitul din figura 2.18, a, dioda este realizată pe baza unei joncțiuni* pn *cu* $I_0 = 1$ *μA și* $m = 1$. *Să se calculeze punctul static de funcționare al diodei.*

Rezolvare

Punctul static de funcționare (I_A, V_A) rezultă din rezolvarea sistemului de ecuații :

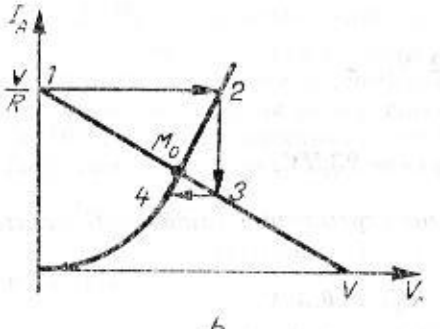
$$\begin{cases} V_A + RI_A = V ; \\ I_A = I_0\left[\exp\left(\frac{qV_A}{mkT}\right) - 1\right]. \end{cases}$$

Rezolvarea acestui sistem duce la o ecuație transcendentă. De aceea, se va prefera o rezolvare iterativă, bazată pe aproximații succesive.



a

Fig. 2.18, a



b

Fig. 2.18, b

Se presupune inițial $V_A = 0$; rezultă atunci: $I_A = V/R = 10$ mA. Cu această valoare a curentului se recalculează tensiunea pe diodă:

$$V_A = m\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_A}{I_0}+1\right) =$$

$$= 0{,}026 \ln (10^4 + 1) = 0{,}239 \text{ V}.$$

Noua valoare a curentului este acum:

$$I_A = \frac{V - V_A}{R} \cong 9{,}76 \text{ mA},$$

iar

$$V_A = 0{,}026 \ln 97\,601 = 0{,}239 \text{ V}.$$

Aceste valori se reţin ca fiind soluţia problemei. Se remarcă convergenţa rapidă a calculului iterativ.

Rezolvarea sistemului se poate face şi grafic; acest lucru este ilustrat în figura 2.18, *b*. Coordonatele punctului static de funcţionare (M_0) se stabilesc prin intersectarea caracteristicii statice cu dreapta de sarcină: $V_A + RI_A = V$. Punctele *1*, *2*, *3*, *4* din aceeaşi figură arată etapele calculului iterativ desfăşurat mai sus.

2.19. *În circuitul serie din figura 2.19, a* **cele două diode ascultă de** *legea exponenţială ideală* (m = *1*) *şi au, respectiv,* $I_{01} = 1$ μA *şi* $I_{02} = 9$ μA. *Se cere să se calculeze tensiunile la bornele celor două diode.*

Rezolvare

Diodele sînt polarizate invers, la acelaşi curent: $I_{A1} = I_{A2} = I_A$; ca urmare, acest curent nu poate depăşi valoarea celui mai mic dintre curenţii de saturaţie:

$$I_A = -I_{01} = -1 \text{ μA}.$$

Tensiunea la bornele diodei D_2 este:

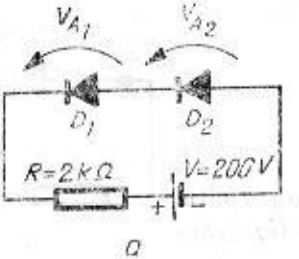
$$V_{A2} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{-I_{01}}{I_{02}}+1\right) = -0{,}033 \text{ V}$$

şi poate fi neglijată. Atunci:

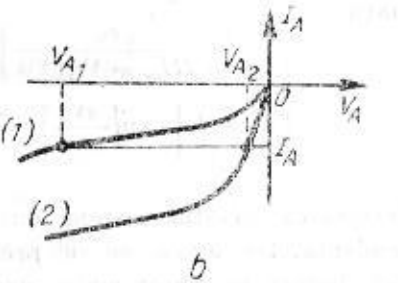
$$V_{A1} = -V + RI_A \cong -V = -200 \text{ V};$$

deci, practic, întreaga tensiune a sursei V se regăseşte pe dioda D_1.

Procesul împărţirii inegale a tensiunii de alimentare între diodele D_1 şi D_2 se găseşte ilustrat în figura 2.19, *b*.



a



b

Fig. 2.19

Observație. Acest fenomen este supărător, deoarece diodele sînt puse în serie tocmai pentru a suporta în polarizare inversă o tensiune totală mai mare decît poate suporta fiecare diodă în parte.

2.20. *Să se calculeze tensiunile la bornele celor două diode din figura 2.20, diodele avînd aceleași caracteristici ca în problema 2.19.*

Rezolvare

Neglijînd, într-o primă aproximație, curenții prin diodele polarizate invers, se obține:

$$I \cong I_1 \cong I_2 = \frac{V}{2R} = 100\ \mu A \gg I_{01},\ I_{02}.$$

În aceste condiții:

$$V_{R1} \cong V_{R2} = \frac{V}{2} = 100\ V.$$

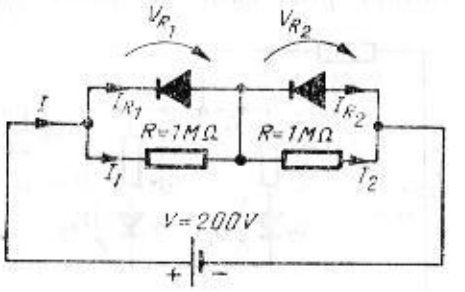


Fig. 2.20

Pe baza acestui calcul aproximativ se poate afirma că prin diode circulă curenții: $I_{R1} = I_{01}$; $I_{R2} = I_{02}$ și se poate face un calcul mai exact al punctelor statice de funcționare cu ajutorul relațiilor:

$$V_{R1} + V_{R2} = V;$$

$$\frac{V_{R1}}{R} + I_{01} = \frac{V_{R2}}{R} + I_{02} = I.$$

Se obțin rezultatele:

$$V_{R1} = 104\ V;\ V_{R2} = 96\ V;\ I = 105\ \mu A.$$

Se observă că acest circuit asigură o împărțire mai bună a tensiunii de alimentare între cele două diode. Rezistențele R se numesc *rezistențe de egalizare*.

2.21. *În circuitul din figura 2.21 caracteristicile diodelor* D_1 *și* D_2 *se consideră ideale* (m = 1) *cu* $I_{01} = 2\ pA$ *și, respectiv,* $I_{02} = 8\ pA$. *Să se calculeze curenții prin cele două diode.*

Rezolvare

Diodele D_1 și D_2 sînt polarizate direct; caracteristica statică a grupului de două diode legate în paralel este:

$$I = I_0 \exp \frac{qV_A}{kT};\ I_0 = I_{01} + I_{02}.$$

Efectuînd un calcul iterativ (ca în problema 2.18), se obține:

$I \cong 99{,}4$ mA; $V_A \cong 0{,}6$ V.

Curentul total (I) se divide prin fiecare diodă proporțional cu curenții de saturație:

$$I_{A1} = I\frac{I_{01}}{I_{01} + I_{02}} = 19{,}9\ mA;$$

$$I_{A2} = 79{,}5\ mA.$$

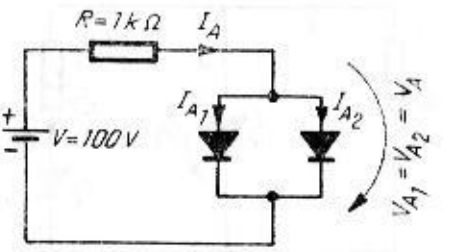


Fig. 2.21

Observație. Împărțirea inegală a curenților prin cele două diode este nefavorabilă, deoarece diodele sînt puse în paralel pentru a nu fi suprasolicitate la curenți prea mari.

2.22. *Circuitul din figura 2.22 inseriază cu fiecare diodă cîte o rezistență mică, de 20 Ω; aceste rezistențe se numesc rezistențe de egalizare. Să se arate că, folosind aceleași diode ca în problema precedentă, curenții prin diode au valori apropiate.*

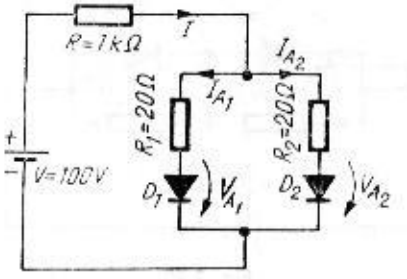


Fig. 2.22

Rezolvare

Se face un calcul iterativ care pleacă de la $V_{A1} = V_{A2} = 0$. Atunci curentul I are valoarea:

$$I = \frac{V}{R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = 99 \text{ mA},$$

iar $I_{A1} = I_{A2} = 49{,}5$ mA. Atunci, tensiunile pe diode au valorile:

$$V_{A1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{A1}}{I_{s1}} = 0{,}622 \text{ V};$$

$$V_{A2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{A2}}{I_{s2}} = 0{,}586 \text{ V}.$$

Cu aceste valori ale tensiunilor pe diode, curenții se recalculează cu relațiile:

$$I_{A1} = \frac{VR_2 + V_{A2}R - V_{A1}(R + R_2)}{R_1R_2 + R_1R + R_2R} = 48{,}3 \text{ mA};$$

$$I_{A2} = \frac{VR_1 + V_{A1}R - V_{A2}(R + R_1)}{R_1R_2 + R_1R + R_2R} = 50{,}1 \text{ mA}.$$

Aceste valori ale curentului nu duc la modificări notabile ale tensiunilor pe diode și se reține ca soluții:

Se remarcă posibilitatea circuitului de a „egaliza" curenții prin cele două ramuri.

2.23. *În circuitul din figura 2.23, dioda* D_1, *realizată din siliciu, are* $m_1 = 2$ *și* $I_{01} = 1$ *nA, iar dioda* D_2, *din germaniu, are* $m_2 = 1$ *și* $I_{02} = 1$ *μA. Să se calculeze punctele statice de funcționare ale celor două diode.*

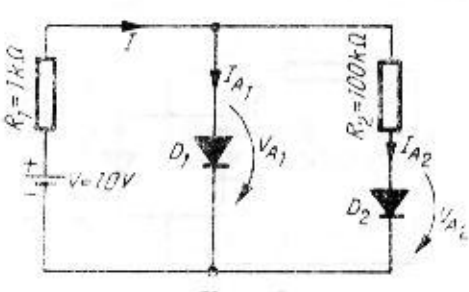


Fig. 2.23

Rezolvare

Considerînd pentru început $V_{A1} = 0$, curentul I este dat de:

$$I = \frac{V}{R_1} = 10 \text{ mA}.$$

Întrucît $I = I_{A1} + I_{A2}$ și $I_{A1} \gg I_{A2}$ (datorită prezenței rezistenței R_2 în serie cu dioda D_2):

$$I_{A1} \cong I = 10 \text{ mA}.$$

Atunci :

$$V_{A1} \cong m_1 \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{A1}}{I_{01}} = 0{,}838 \text{ V}$$

și se recalculează :

$$I = \frac{V - V_{A1}}{R_1} = 9{,}162 \text{ V};$$

$$V_{A1} = 0{,}834 \text{ V},$$

care se reţin ca soluţii.

Pentru dioda D_2 se observă că :

$$V_{A2} = R_2 I_{A2} + V_{A2};$$

apelînd din nou, la început, la valoarea $V_{A2} = 0$, rezultă :

$$I_{A2} = \frac{V_{A2}}{R_2} = 8{,}34 \ \mu\text{A}.$$

Atunci :

$$V_{A2} = m_2 \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{A2}}{I_{02}} + 1 \right) = 0{,}058 \text{ V}$$

şi

$$I_{A2} = \frac{V_0 - V_{A2}}{R_2} = 7{,}76 \ \mu\text{A}$$

pot fi considerate ca soluţii ale punctului static de funcţionare căutat.

2.24. *O diodă varicap, realizată cu o joncţiune abruptă, asimetrică, din siliciu, prezintă următoarele capacităţi, la diferite tensiuni în polarizare inversă :*

$C_1 = 10$ *pF ;* $V_{R1} = 1$ *V ;*

$C_2 = 3$ *pF ;* $V_{R2} = 20$ *V.*

Să se calculeze :

a) *valoarea capacităţii* C_0 *la tensiunea* $V_R = 0$ *;*

b) *concentraţia de impurităţi* N_D *din regiunea* n *a joncţiunii, cunoscînd aria acesteia,* $A_J = 10^{-3}$ *cm*^{2}.

Rezolvare

În polarizare inversă, capacitatea joncţiunii este dată practic numai de capacitatea de barieră :

$$C \cong C_b = \frac{\varepsilon A_J}{l},$$

unde lărgimea regiunii golite are expresia :

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_B}(V_R - \Phi_{B0})}.$$

Expresia dependenţei capacitate-tensiune se poate scrie :

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{\Phi_{B0}}}}, \qquad (1)$$

unde :

$$C_0 = A_j \sqrt{\frac{q\varepsilon N_D}{2\Phi_{B0}}}.$$

Formînd sistemul de ecuații provenit din scrierea relației (1) pentru două tensiuni, rezultă : $C_0 = 14{,}6$ pF, $\Phi_{B0} = 0{,}884$ V.

Atunci, concentrația de impurități, N_D, rezultă :

$$N_D = \frac{2\Phi_{B0}C_0^2}{A_j^2 q\varepsilon} = 2{,}27 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}.$$

2.25. *Să se calculeze elementele circuitului echivalent de semnal* (R_i, C_j) *pentru o joncțiune* p^+n *din siliciu* (m = 2) *avînd* $\tau_p = 1$ *μs și lucrează la* $I_F = 1$ *mA* ($I_F \gg I_0$).

Rezolvare

Rezistența internă se calculează cu relația :

$$R_i = \frac{mkT}{qI_F} = \frac{2 \cdot 0{,}026}{10^{-3}} = 52 \ \Omega.$$

Capacitatea joncțiunii în polarizare directă este dată de valoarea c cității de difuzie :

$$C_j \cong C_d = \frac{\tau_p}{2R_i} = 9{,}62 \text{ nF}.$$

2.26. *Circuitul din figura 2.26, a conține o diodă* (D) *cu* $I_0 = 1$ *și* m = 1,5. *Generatorul de semnal* (v_g) *are amplitudinea* $V_g = 0{,}5$ V. *Con satorul are o reactanță neglijabilă la frecvența de lucru.*

Să se calculeze amplitudinea semnalului la bornele diodei (V_a) *și amp dinea curentului prin diodă* (I_a). *Se consideră că la frecvența semnalului se neglija efectele capacitive din diodă.*

Rezolvare

Circuitul de calcul pentru regimul dinamic este prezentat în figura 2.2

Pentru determinarea valorii rezistenței interne (R_i) trebuie determinat rentul din punctul static de funcționare :

$$I_A \cong \frac{V}{R_1 + R_2} = 1 \text{ mA};$$

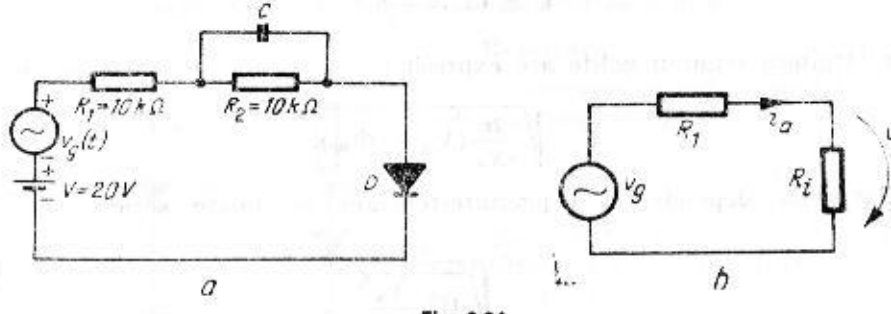


Fig. 2.26

atunci :

$$R_i = m\frac{kT}{qI_d} = 1{,}5\,\frac{0{,}026}{10^{-3}} = 39\ \Omega.$$

Mărimile cerute sînt :

$$V_a = V_g\,\frac{R_i}{R_i + R_1} \cong 1{,}94\ \text{mV};$$

$$I_a = \frac{V_g}{R_i + R_1} \cong 0{,}05\ \text{mA}.$$

Se observă că se respectă condiția de semnal mic ($V_a \ll kT/q = 26$ mV).

unde :

D_{pB} este coeficientul de difuzie a golurilor în regiunea bazei $\left(D_{pB} = \frac{kT}{q}\mu_{pB}\right)$;

D_{nE} — coeficientul de difuzie a electronilor în regiunea emitorului $\left(D_{nE} = \frac{kT}{q}\mu_{nE}\right)$;

W_{E0} — grosimea metalurgică a emitorului ;

l_E — lărgimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază ;

L_{pB} — lungimea de difuzie a golurilor în bază ($L_{pB} = \sqrt{D_{pB}\tau_0}$).

Mărimea W_B se numește grosime efectivă a bazei și este dată de :

$$W_B = W_{B0} - l_{nE} - l_{nC},$$

unde l_{nE} este adîncimea de pătrundere în regiunea bazei a regiunii golite pentru joncțiunea emitor-bază ($l_{nE} \cong l_E$), iar l_{nC} este aceeași mărime pentru joncțiunea colector-bază.

Efectul de modificare a grosimii bazei sub acțiunea tensiunilor de polarizare este cunoscut sub denumirea de *efect Early*.

● **Străpungerea tranzistorului bipolar** se poate face prin multiplicarea în avalanșă la joncțiunea colector-bază sau prin fenomenul de pătrundere.

În condițiile de *multiplicare a curentului*, dependența $I_C - I_E$ capătă forma :

$$I_C = M(\alpha_F I_E + I_{CB0}).$$

Fenomenul de *străpungere prin pătrundere* are loc atunci cînd grosimea efectivă a bazei devine nulă ($W_B = 0$).

PROBLEME REZOLVATE

3.1. *Să se deseneze diagrama de benzi energetice a unui tranzistor* pnp *funcționînd în regiunea activă normală și în regiunea de saturație.*

Rezolvare

Diagramele cerute sînt prezentate în figura 3.1, *a* pentru regiunea activă normală și în figura 3.1, *b* pentru regiunea de saturație. S-a notat cu E_{Fp} cvasinivelul Fermi pentru goluri și cu E_{Fn} cvasinivelul Fermi pentru electroni.

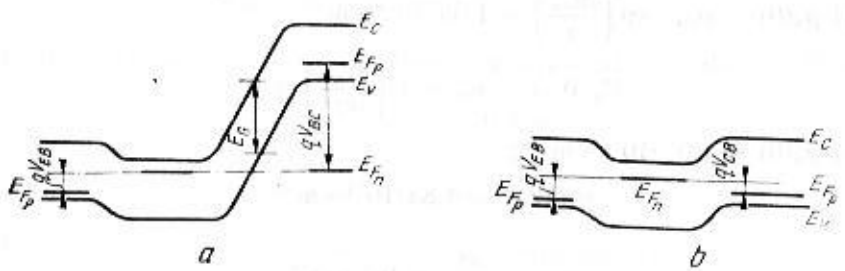


Fig. 3.1

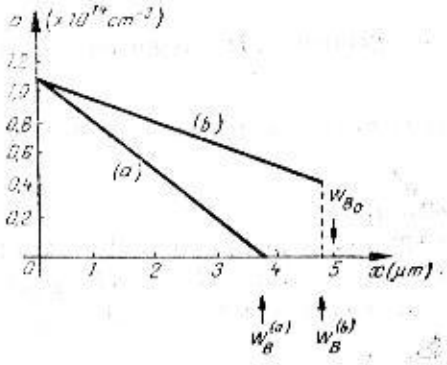


Fig. 3.2

3.2. *Un tranzistor* **pnp** *are concentrațiile de impurități:* $N_{AE} = 10^{19}\ cm^{-3}$, $N_{DB} = 10^{16}\ cm^{-3}$ *și* $N_{AC} = 10^{17}\ cm^{-3}$. *Grosimea metalurgică a bazei este* $W_{B0} = 5\ \mu m$. *Să se reprezinte concentrația de goluri din regiunea bazei în două situații de polarizare:*

a) *regiunea activă normală:* $V_{BE} = 0,6\ V$; $V_{CB} = -10\ V$;

b) *regiunea de saturație:* $V_{BE} = 0,6\ V$; $V_{CB} = 0,58\ V$.

Se consideră $n_i = 10^{10}\ cm^{-3}$, $K = 11,7$ *și* $T = 300\ K$.

Rezolvare

Reprezentările grafice ale concentrației de goluri s-au făcut în figura 3.2. S-a propus o distribuție liniară de goluri și s-a neglijat extinderea regiunii de golire a joncțiunii emitorului în regiunea bazei; într-adevăr:

$$l_{nE} \cong l_E \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}}(\Phi_{B0E} - V_{BE})} \cong 0,2\ \mu m \ll W_{B0};$$

$$\Phi_{B0E} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{AE}N_{DB}}{n_i^2} = 0,898\ V.$$

Grosimea efectivă a bazei este:

$$a)\ W_B \cong W_{B0} - l_{nC} = W_{B0} - \frac{N_{AC}}{N_{DB} + N_{AC}} l_C =$$

$$= W_{B0} - \frac{N_{AC}}{N_{DB} + N_{AC}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_{AC}} + \frac{1}{N_{DB}}\right)(\Phi_{B0C} - V_{CB})} = 3,87\ \mu m;$$

$$b)\ W_B = 4,85\ \mu m,$$

unde:

$$\Phi_{B0C} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{DB}N_{AC}}{n_i^2} = 0,778\ V.$$

Concentrațiile de goluri la extremitățile regiunii efective a bazei sînt date de (condiții tip Shockley):

$$a)\ p_n(0) = p_{n0} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) = 1,05 \cdot 10^{14}\ cm^{-3};$$

$$p_n(W_B) = p_{n0} \exp\left(\frac{qV_{CB}}{kT}\right) \cong 0;$$

$$b)\ p_n(0) = 1,05 \cdot 10^{14}\ cm^{-3};$$

$$p_n(W_B) = 4,88 \cdot 10^{13}\ cm^{-3},$$

unde:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_{DB}} = 10^4\ cm^{-3}.$$

3.3. *Pentru tranzistorul din problema precedentă să se calculeze curentul de colector, în cele două situații de polarizare; se presupune* $\alpha_F \cong 1$; $A_{JE} = 10^{-4}\ cm^2$; $D_{pB} = 10\ cm^2/s$; $T = 300\ K$.

Rezolvare

Se consideră că mărimea curentului de emitor este dată practic numai de curentul de goluri (I_{pE}); atunci:

$$I_C \cong I_E \cong I_{pE} \cong -qD_{pB}\frac{dp}{dx}\bigg|_{x=0} \cdot A_J = qD_{pB}\frac{p_n(0) - p_n(W_B)}{W_B}A_J.$$

Calculînd, se obține:

a) $I_C = 43{,}4\ \mu A$;

b) $I_C = 18{,}5\ \mu A$

3.4. a) *Să se calculeze eficiența emitorului, factorul de transport și factorul de amplificare în curent al unui tranzistor* pnp *din siliciu, avînd parametrii:* $N_{AE} = 10^{20}\ cm^{-3}$; $N_{DB} = 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_{AC} = 10^{16}\ cm^{-3}$; $W_{B0} = 2\ \mu m$, *în punctul static de funcționare:* $V_{EB} = 0{,}6\ V$; $V_{CB} = -5\ V$, *neglijînd curentul de recombinare în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază.*

b) *Cît devin acești factori dacă se ține seama de recombinarea în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază? În acest caz să se calculeze curenții* I_E, I_C, I_B *în punctul static de funcționare considerat, dacă* $A_{JE} = 10^{-3}\ cm^2$.

Se cunosc: $n_i = 10^{10}\ cm^{-3}$; $\mu_{pB} = 400\ cm^2/Vs$; $\mu_{nE} = 10^3\ cm^2/Vs$; $\tau_0 = 0{,}5\ \mu s$; $K = 11{,}7$; $T = 300\ K$.

Rezolvare

a) Neglijînd componenta de recombinare a curentului de emitor, eficiența emitorului este:

$$\gamma_E = \frac{1}{1 + \dfrac{N_{DB}W_B}{D_{pB}} \cdot \dfrac{D_{nC}}{N_{AE}W_{E0}}}.$$

Grosimea efectivă a bazei este:

$$W_B \cong W_{B0} - l_{nC} = W_{B0} - \frac{N_{AC}}{N_{DB} + N_{AC}}\sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_{DB}} + \frac{1}{N_{AC}}\right)(\Phi_{B0C} - V_{CB})} \cong$$

$$\cong 1{,}39\ \mu m,$$

unde:

$$\Phi_{B0C} = \frac{kT}{q}\ln\frac{N_{DB}N_{AC}}{n_i^2} = 0{,}718\ V.$$

Coeficienții de difuzie se calculează cu ajutorul relațiilor lui Einstein:

$$D_{pB} = \frac{kT}{q}\mu_{pB} = 10{,}4\ cm^2/s;$$

$$D_{nE} = \frac{kT}{q}\mu_{nE} = 26\ cm^2/s.$$

Cu aceste valori numerice, eficiența emitorului este:

$$\gamma_E = 0{,}99993.$$

Factorul de transport rezultă conform relației :

$$\beta_t \cong 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{W_B}{L_{pB}}\right)^2 = 1 - \frac{1}{2}\cdot\frac{W_B^2}{D_{pB}\tau_n} = 0{,}99814.$$

Factorul de amplificare în curent are valoarea :

$$\alpha_F = \gamma_E \cdot \beta_t = 0{,}9981.$$

b) Dacă se ține seama de curentul de recombinare în regiunea de golire a joncțiunii emitor-bază, se modifică numai eficiența emitorului, conform relației :

$$\gamma_E = \frac{1}{1 + \frac{N_{DB}W_B}{D_{pB}}\left[\frac{D_{pE}}{N_{AE}W_{E0}} + \frac{I_E/\tau_n}{2n_i \exp(qV_{EB}/2kT)}\right]}.$$

Lărgimea regiunii golite (de sarcină spațială) a joncțiunii emitor-bază este :

$$l_E \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}}(\Phi_{B0E} - V_{EB})} = 0{,}125\ \mu\text{m},$$

unde :

$$\Phi_{B0E} = \frac{kT}{q}\ln\frac{N_{AE}N_{DB}}{n_i^2} = 0{,}958\ \text{V}.$$

Înlocuind în formula inițială, se obține :

$$\gamma_E = 0{,}9\ 714\ ;$$

atunci :

$$\alpha_F = \gamma_E \cdot \beta_t = 0{,}9953.$$

Se observă că neglijarea curentului de recombinare a emitorului duce la rezultate eronate (tranzistorul este fabricat din siliciu !) ; dacă se calculează factorul de amplificare în curent în conexiunea emitor comun : $\beta_F = \alpha_F/(1 - \alpha_F)$, se obține $\beta_F = 525$ (în cazul neglijării curentului de recombinare) față de valoarea corectă : $\beta_F = 212$.

Curentul de emitor se calculează conform relațiilor pentru o joncțiune p^+n abruptă, subțire :

$$I_E \cong A_{JE}qD_{pB}\frac{n_i^2}{N_{DB}W_B}\exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) + A_{JE}q\frac{n_i}{2\tau_n}I_E\exp\left(\frac{qV_{EB}}{2kT}\right) =$$

$$= 1{,}26\ \text{mA} + 0{,}0035\ \text{mA} = 1{,}2635\ \text{mA} ;$$

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{C\beta 0} \cong \alpha_F \cdot I_E = 1{,}2576\ \text{mA} ;$$

$$I_B = I_E - I_C = 5{,}9\ \mu\text{A}.$$

3.5. *Să se calculeze conductanța de ieșire* $dI_C/dV_{CB}\,|\,I_E = \text{const.}$ *pentru un tranzistor* p⁺np⁺, *neglijînd dependența eficienței emitorului de tensiunea* V_{CB}.

Exemplu numeric : $I_E = 1\text{mA}$; $V_{CB} = -3\text{V}$; $W_B = 1\ \mu\text{m}$; $\mu_{nB} = 100\ \text{cm}^2/\text{Vs}$; $\tau_n = 1\ \mu\text{s}$; $N_{DB} = 10^{15}\ \text{cm}^{-3}$; $K = 11{,}7$; $T = 300\ \text{K}$; $n_i = 10^{13}\ \text{cm}^{-3}$.

Rezolvare

Cunoscînd relaţiile :

$$I_C \cong \alpha_F \cdot I_E = \gamma_E \beta_t I_E ;$$

$$\beta_t = 1 - \frac{W_B^2}{2D_{pB}\tau_0} ;$$

$$W_B = W_{B0} - l_{nE} - l_{nC} ;$$

$$l_{nC} \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}}(\Phi_{B0C} - V_{CB})},$$

conductanţa de ieşire are expresia :

$$\frac{dI_C}{dV_{CB}} = \gamma_E I_E \frac{d\beta_t}{dV_{CB}} = -\gamma_E I_E \frac{W_B}{D_{pB}\tau_0} \cdot \frac{dW_B}{dV_{CB}} =$$

$$= \gamma_E I_E \frac{W_B}{D_{pB}\tau_0} \cdot \frac{dl_{nC}}{dV_{CB}} = -\gamma_E I_E \frac{W_B}{D_{pB}\tau_0} \cdot \frac{1}{l_{nC}} \cdot \frac{\varepsilon}{qN_{DB}} .$$

Semnul minus apare datorită faptului că $V_{CB} < 0$; în modul, conductanţa cerută are valoarea ($\gamma_E \cong 1$; $\Phi_{B0C} \cong 0{,}854$ V ; $l_{nB} \cong 2{,}23$ μm) :

$$\left|\frac{dI_C}{dV_{CB}}\right| = 0{,}279 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1} = \frac{1}{3{,}58\ \text{M}\Omega} .$$

3.6. *Să se calculeze tensiunea de străpungere a unui tranzistor* pnp *avînd emitorul scurtcircuitat la bază* ($V_{(BR)CBS}$). *Se cunosc :* $N_{AB} = 10^{20}\ cm^{-3}$; $N_{DB} = 5 \cdot 10^{16}\ cm^{-3}$; $N_{AC} = 5 \cdot 10^{15}\ cm^{-3}$; $W_{B0} = 1\ \mu m$; $E_{cr} = 3 \cdot 10^5\ V/cm$; $n_i = 10^{10}\ cm^{-3}$; $K = 11{,}7$; $T = 300\ K$. *Se presupun joncţiuni plane.*

Rezolvare

Străpungerea tranzistorului în conexiunea precizată se poate face prin multiplicarea în avalanşă la joncţiunea colectorului sau prin fenomenul de pătrundere.

Tensiunea de străpungere care rezultă din fenomenul de multiplicare în avalanşă ($V_{(BR)CB0}$) este dată de (vezi problema 2.5) :

$$V_{(BR)CB0} \cong \frac{\varepsilon E_{cr}^2}{qN_{AC}} \cong 117\ \text{V},$$

Tensiunea de străpungere datorită fenomenului de pătrundere ($V_{(BR)PT}$) este tensiunea colector-bază (V_{CB}) care anulează grosimea efectivă a bazei :

$$W_B = W_{B0} - l_{nE} - l_{nC} = 0,$$

unde :

$$l_{nC} = \frac{N_{AC}}{N_{AC} + N_{DB}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_{DB}} + \frac{1}{N_{AC}}\right)(\Phi_{B0C} - V_{CB})} ;$$

$$l_{nE} \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}} \cdot \Phi_{B0E}} ;$$

$$\Phi_{B0E} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{AB}N_{DB}}{n_i^2} ;$$

$$\Phi_{B0C} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{DB}N_{AC}}{n_i^2} .$$

Calculînd, se obține : $\Phi_{B0E} = 1$ V ; $\Phi_{B0C} = 0{,}742$ V ; $l_{nB} = 0{,}161$ μm ; $l_{nC} = 0{,}839$ μm și :

$$V_{(BR)PT} = |V_{CB}| = 298 \text{ V}.$$

Tensiunea de străpungere cerută este :

$$V_{(BR)CES} = min[V_{(BR)CB0} ; V_{(BR)PT}] = 117 \text{ V}$$

și este limitată de fenomenul de multiplicare în avalanșă.

3.7. *Tensiunea de străpungere a unui tranzistor cu baza în gol* $V_{(BR)CE0}$, *măsurată pe un lot de tranzistoare fabricate identic, a indicat următoarele valori, corelate cu factorul de amplificare în curent* (β_F) :

$$V^{(1)}_{(BR)CE0} = 80 \text{ V} ; \beta^{(1)}_F = 200 ;$$
$$V^{(2)}_{(BR)CE0} = 70 \text{ V} ; \beta^{(2)}_F = 350.$$

Să se calculeze tensiunea de străpungere $V_{(BR)CB0}$ *(model plan).*

Rezolvare

Între cele două tensiuni de străpungere există relația :

$$V_{(BR)CE0} \cong \frac{V_{(BR)CB0}}{\sqrt[n]{\beta_F}},$$

unde n este un coeficient empiric. Efectuînd calculele, se obține :

$$n = 4$$

și

$$V_{(BR)CB0} = 300 \text{ V}.$$

Observație. De regulă, relația utilizată mai sus nu este verificată de experiment valorile măsurate pentru $V_{(BR)CE0}$ sînt mai mari decît cele calculate. Acest fapt se explică prin aceea că străpungerea joncțiunii colector-bază are loc în partea curbată a joncțiunii, care se află departe de regiunea bazei în care se realizează efectul de tranzistor ; ca urmare, curentul de avalanșă „nu mai este amplificat de tranzistor".

3.8. *Un tranzistor* p^+np^+ *este polarizat invers cu* $V_{EB} = -2V$. *Cît este tensiunea de pătrundere* $V_{(BR)PT}$? *Se presupune un tranzistor cu datele* $N_{AE} = 10^{20}$ cm^{-3} ; $N_{DB} = 10^{16}$ cm^{-3} ; $N_{AC} = 10^{18}$ cm^{-3} ; $W_{B0} = 2$ μm ; $n_i = 10^{10}$ cm^{-3} ; $K = 11{,}7$; $T = 300$ K.

Rezolvare

Tensiunea de pătrundere este tensiunea V_{CB} care face ca regiunea de sarcină spațială a colectorului să fie :

$$l_{nC} = W_{B0} - l_{nE}.$$

Cele două joncțiuni ale tranzistorului sînt asimetrice, astfel încît se poate scrie :

$$l_{nC} \cong l_C = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}}(\Phi_{B0C} - V_{CB})} ;$$

$$l_{nE} \cong l_E = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}}(\Phi_{B0E} - V_{EB})} ;$$

unde :

$$\Phi_{B0E} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{AE} N_{DB}}{n_i^2};$$

$$\Phi_{B0C} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{AC} N_{DB}}{n_i^2}.$$

Calculînd, se obține : $\Phi_{B0C} = 0{,}838$ V ; $\Phi_{B0E} = 0{,}958$ V ; $l_{nE} = 0{,}619$ μm ; $l_{nC} = 1{,}381$ μm, iar :

$$V_{(BR)PT} = \frac{qN_{DB}}{2} l_C^2 - \Phi_{B0C} = 13{,}9 \text{ V}.$$

3.9. *Să se calculeze curenții* I_{CB0} *și* I_{CE0} *ai unui tranzistor* p^+np^+ *din siliciu, avînd parametrii :* $N_{DB} = 10^{16}$ *cm*$^{-3}$; $\tau_0 = 0{,}5$ μs $A_{JC} = 10^{-3}$ *cm*^{2} ; $n_i = 10^{10}$ *cm*$^{-3}$, *la tensiunea* $V_{CB} = -20$ V, *unde are* $\alpha_F = 0{,}98$.

Cît devin acești curenți dacă se ține seama de multiplicarea în regiunea de sarcină spațială a colectorului ? Se presupune că $V_{(BR)CB0} = 40$ V *și* $n = 6$.

Rezolvare

Curentul I_{CB0} este determinat în majoritate de fenomenele de generare în regiunea de sarcină spațială a colectorului :

$$I_{CB0} \cong A_{JC} q \frac{n_i}{2\tau_0} l_C,$$

unde :

$$l_C \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_{DB}} |V_{CB}|}; \quad (|V_{CB}| \gg \Phi_{B0C}).$$

Calculînd, se obține : $l_C = 1{,}61$ μm și $I_{CB0} = 258$ pA. Curentul I_{CE0} este dat de :

$$I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F} = 12{,}9 \text{ nA}.$$

Dacă se ține seama de multiplicarea în avalanșă, factorul de multiplicare (M) este dat de :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{|V_{CB}|}{V_{(BR)CB0}} \right)^n} = 1{,}0159.$$

Atunci, valorile corectate ale celor doi curenți (I'_{CB0} și I'_{CE0}) sînt :

$$I'_{CB0} = M I_{CB0} = 262 \text{ pA}$$

și

$$I'_{CE0} = \frac{M I_{CB0}}{1 - M\alpha_F} = 59{,}3 \text{ nA}.$$

3.10. *Puterea disipată maxim admisibilă pentru un tranzistor* npn *la* $T_0 = 25°C$ *este* $P_{D0} = 25$ W. *Temperatura maximă a joncțiunii este* $T_{Jmax} = 150°C$. *Să se determine curentul de colector maxim la care poate lucra tranzistorul dacă se polarizează la* $V_{CB} = 40$ V *și temperatura mediului ambiant este* $T_A = 50°C$.

Rezolvare

Puterea disipată maximă pentru o temperatură ambiantă dată este:

$$P_D = \frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{thJ-a}},$$

unde R_{thJ-a} este rezistența termică joncțiune-ambiant; în cazul de față valoarea ei este:

$$R_{thJ-a} = \frac{T_{Jmax} - T_0}{P_{no}} = 5°C/W.$$

Pentru $T_A = 50°C$, puterea disipată admisibilă rezultă:

$$P_D = \frac{150 - 50}{5} = 20 \text{ W};$$

întrucît:

$$P_D = I_C V_{CE} + I_E V_{BE} \cong I_C V_{CE},$$

valoarea maximă a curentului este $I_C = 0{,}5$ A.

3.11. *Unui tranzistor* npn *din siliciu i se impune o valoare constantă a curentului de colector* $I_C = 10$ *μA. Presupunînd că are factorul de amplificare* $\beta_F = 100$, *independent de temperatură, să se calculeze valoarea curentului de bază,* I_B, *la 24°C, 72°C și 120°C. Se cunoaște valoarea curentului rezidual* $I_{CB0} = 10^{-10}$ *A la 24°C.*

Rezolvare

Expresia curentului de bază rezultă prin rezolvarea sistemului:

$$\begin{cases} I_E = I_C + I_B; \\ I_C = \alpha_F I_E + I_{CB0}. \end{cases}$$

Se obține:

$$I_B = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha_F} \cong \frac{I_C}{\beta_F} - I_{CB0}.$$

Presupunînd că valoarea curentului I_{CB0} se dublează pentru fiecare 8°C de creștere a temperaturii, se obține:

$$I_B(24°C) = \frac{10}{100} - 10^{-4} \text{ μA} \cong 0{,}1 \text{ μA};$$

$$I_B(72°C) = \frac{10}{100} - 2^6 \cdot 10^{-4} \text{ μA} \cong 0{,}094 \text{ μA};$$

$$I_B(120°C) = \frac{10}{100} - 2^{12} \cdot 10^{-4} \text{ μA} \cong -0{,}31 \text{ μA}.$$

3.12. *Un tranzistor* pnp *lateral este modelat unidimensional, avînd parametrii:* $N_{AE} = 10^{17}$ *cm*$^{-3}$; $N_{DB} = 10^{15}$ *cm*$^{-3}$; $W_B = 10$ *μm*; $A_{JE} = 1{,}25 \cdot 10^{-5}$ *cm*^{2}; $D_{pB} = 10$ *cm*^{2}*/s*; $\tau_p = 0{,}25$ *μs. Să se determine:*

a) *valoarea factorului de amplificare în curent,* β_F;

b) *valoarea frecvenței de tăiere,* f_T, *în ipoteza neglijării capacităților celor două joncțiuni;*

c) *valoarea curentului de colector la care se instalează nivelul mare de injecție.*

Rezolvare

a) Expresia factorului de amplificare în curent α_F este :

$$\alpha_F = \gamma_E \cdot \beta_t,$$

unde eficienţa emitorului* se calculează cu relaţia :

$$\gamma_E = \frac{1}{1 + \frac{D_{nE}}{D_{pB}} \cdot \frac{W_B}{L_{nE}} \cdot \frac{N_{DB}}{N_{AE}}} > \frac{1}{1 + \frac{N_{DB}}{N_{AE}}} > 0{,}99,$$

iar factorul de transport :

$$\beta_t \cong \frac{1}{1 + \frac{W_B^2}{2 D_{pB} \tau_p}} = 0{,}833.$$

Se obţine :

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \cong 4{,}7.$$

b) Într-un model de prim ordin, frecvenţa de tăiere este :

$$f_T \cong \frac{D_{pB}}{\pi W_B^2} = 3{,}18 \text{ MHz}.$$

c) Se acceptă că nivelul mare de injecţie se instalează de la acea valoare a curentului de colector, I_C, pentru care concentraţia de purtători minoritari $p_n(0)$ injectată în bază în imediata apropiere a joncţiunii emitor-bază depăşeşte concentraţia de impurităţi donore din bază, N_{DB} :

$$p_n(0) \geqslant N_{DB}.$$

Observînd că densitatea de curent de goluri în bază este dată de :

$$J_{pE} = q D_{pB} \frac{p_n(0)}{W_B}$$

şi aproximînd :

$$I_C \cong J_{pE} A_{JE},$$

se obţine :

$$I_C \geqslant \frac{q A_{JE} D_{pB} N_{DB}}{W_B} = 20 \ \mu\text{A}.$$

---

* Tranzistorul *pnp* lateral are joncţiunea emitor-bază „groasă" în regiunea emitorului ; de aceea, în expresia eficienţei emitorului s-a înlocuit W_{E0} cu L_{nE}.

4. MODELE DE CURENT CONTINUU ŞI DE SEMNAL MARE ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR

BREVIAR TEORETIC

● **Modelul Ebers-Moll (regim cvasistaţionar).** Ecuaţiile Ebers-Moll sînt prezentate în tabelul 4.1. În figurile 4.0, *a* şi *b* apare circuitul echivalent cu generatoare de curent controlate de curenţii la borne pentru tranzistorul *pnp* şi respectiv *npn*. Sînt reprezentate cu simbolul joncţiunii *pn* dioda emitor-

TABELUL 4.1

Ecuaţiile Ebers-Moll

Modelul	*Ecuaţiile*
Model cu generatoare de curent comandate de curenţii la borne (α_F şi α_R sînt factorii de amplificare în curent în sens direct şi respectiv invers)	pentru tranzistor *pnp* (fig. 4.0, *a*): $i_E = \alpha_I i_B - I_{CBo}\left[\exp\left(\frac{qv_{EB}}{kT}\right) - 1\right]$; $i_C = \alpha_R i_C + I_{EBo}\left[\exp\left(\frac{qv_{CB}}{kT}\right) - 1\right]$; pentru tranzistor *npn* (fig. 4.0, *b*): $i_C = \alpha_I i_E - I_{CBo}\left[\exp\left(\frac{qv_{EB}}{kT}\right) - 1\right]$; $i_E = \alpha_R i_C + I_{EBo}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right]$.
Model cu generatoare de curent comandate de curenţii prin diode $I_{ES} = \frac{I_{EBo}}{1 - \alpha_I \alpha_R}$ $I_{CS} = \frac{I_{CBo}}{1 - \alpha_I \alpha_R}$ $(\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS})$	pentru tranzistor *pnp* (fig. 4.0, *c*): $i_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{EB}}{kT}\right) - 1\right] - \alpha_R I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{CB}}{kT}\right) - 1\right]$; $i_C = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{EB}}{kT}\right) - 1\right] - I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{CB}}{kT}\right) - 1\right]$; pentru tranzistor *npn* (fig. 4.0, *d*): $i_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{EB}}{kT}\right) - 1\right] - \alpha_R I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right]$; $i_C = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right] - I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right]$.

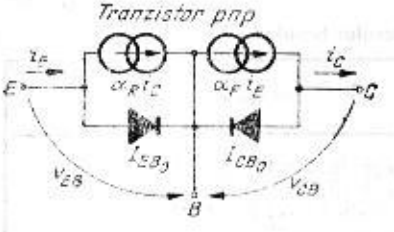


Fig. 4.0, a

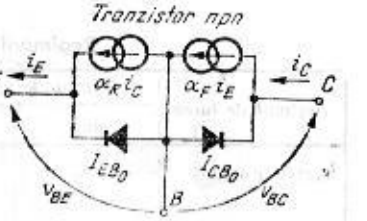


Fig. 4.0, b

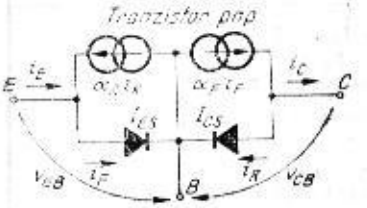


Fig. 4.0, c

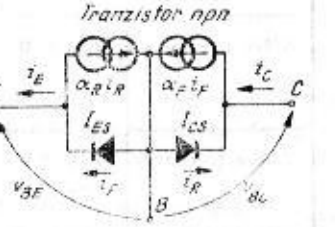


Fig. 4.0, d

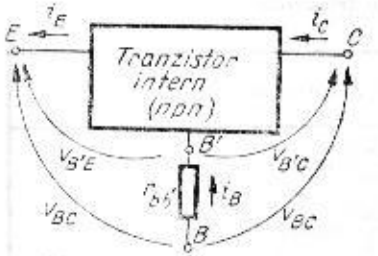


Fig. 4.0, e

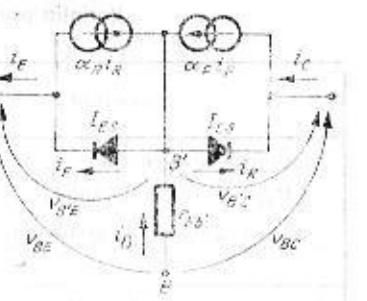


Fig. 4.0, f

bază măsurată de colectorul în gol și dioda colector-bază măsurată cu emitorul în gol. Aceste două diode ascultă de legea diodei ideale, iar curenții lor de saturație sînt I_{EB0} și respectiv I_{CB0}.

În figurile 4.0, *c* și *d* sînt reprezentate circuitele cu generatoare de curent comandate de curenții prin diode. Sînt reprezentate : dioda emitor-bază măsurată cu joncțiunea colector-bază scurtcircuitată ($v_{CB} = 0$ și $i_R = 0$), dioda colector-bază măsurată cu joncțiunea emitor-bază scurtcircuitată ($v_{EB} = 0$ și $i_F = 0$).

Figura 4.0, *e* arată adăugarea rezistenței distribuite a bazei la tranzistorul intern, iar figura 4.0, *f* — un exemplu de circuit echivalent complet.

În tabelul 4.2 se definesc regimurile de funcționare ale tranzistorului.

● **Variația caracteristicilor tranzistorului cu temperatura.** În regiunea activă normală tranzistorul poate fi caracterizat prin parametrii V_{BE}, β_F, I_{CB0}. Variația acestora cu temperatura este indicată în tabelul 4.3. În conexiunea bază comună

$$i_C = \alpha_F i_E + I_{CB0},$$

TABELUL 4.2

Regimurile de lucru ale tranzistorului bipolar

Regimul de lucru	*Tensiunile pe tranzistor*		*Observații*
	pnp	npn	
Activ normal	$v_{EB} > 0$ $v_{CB} < 0$	$v_{EB} < 0$ $v_{CB} > 0$	$i_C = \alpha_F i_E + I_{CB0} > 0$ $i_C = \beta_F i_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} > 0$ pentru $\lvert v_{EB} \rvert, \lvert v_{CB} \rvert \gg kT/q$
Saturație	$v_{EB} > 0$ $v_{CB} > 0$	$v_{EB} < 0$ $v_{CB} < 0$	$i_C < \beta_F i_B$ ($i_C > 0$ sau $i_C < 0$)
Activ invers	$v_{EB} < 0$ $v_{CB} > 0$	$v_{EB} > 0$ $v_{CB} < 0$	$i_C = \alpha_R i_E - I_{EB0}$ $i_C = \beta_R i_B - (\beta_R + 1) I_{EB0}$ pentru $\lvert v_{EB} \rvert, \lvert v_{CB} \rvert \gg kT/q$
Tăiere (blocare)	$v_{EB} < 0$ $v_{CB} < 0$	$v_{EB} > 0$ $v_{CB} > 0$	$i_C \cong I_{CB0}$ $i_E \cong 0$, $i_B \cong -I_{CB0}$ pentru $\lvert v_{EB} \rvert, \lvert v_{CB} \rvert \gg kT/q$, $\beta_F \gg \beta_R$

TABELUL 4.3

Variația parametrilor tranzistorului cu temperatura

(date orientative)

Parametrul	*Variația cu temperatura*
Tensiunea bază-emitor $\lvert V_{BE} \rvert \cong 0{,}6$ V la siliciu $\lvert V_{BE} \rvert \cong 0{,}2$ V la germaniu	$\frac{dv_{EB}}{dt} \cong -\frac{2\text{mV}}{°\text{C}}$ (*npn*) $\frac{dv_{EB}}{dt} \cong -\frac{2\text{mV}}{°\text{C}}$ (*pnp*)
Factorul de amplificare în curent (emitor comun, regiunea activă normală), β_F	$\beta_F(T) = \beta_F(T_0)\left(1 + \frac{T - T_0}{c}\right)$ $c = 100°\text{C}$ pentru germaniu $c = 50°\text{C}$ pentru siliciu
Curentul rezidual de colector, I_{CB0}	$I_{CB0}(T) = I_{CB0}(T_0) \exp a(T - T_0)$ $a \cong 0{,}18\ \text{K}^{-1}$ pentru siliciu $a \cong 0{,}12\ \text{K}^{-1}$ pentru germaniu

iar în conexiunea emitor comun

$$i_C = \beta_F' i_B + (\beta_F + 1) I_{CB0}, \quad \beta_F' = \frac{\beta_F}{1 - \beta_F} \gg 1.$$

Într-un circuit electronic dat care fixează valoarea lui I_B, curentul continuu de colector I_C crește cu creșterea temperaturii datorită creșterii lui β_F și I_{CB0}. Dacă baza este polarizată printr-o rezistență serie de la o sursă de alimentare, I_B crește datorită scăderii lui V_{BB} cu temperatura. Ca urmare I_C crește cu creșterea temperaturii. Printr-un efect de reacție se poate asigura scăderea lui I_B cu creșterea temperaturii, astfel încît creșterea lui I_C este mai redusă.

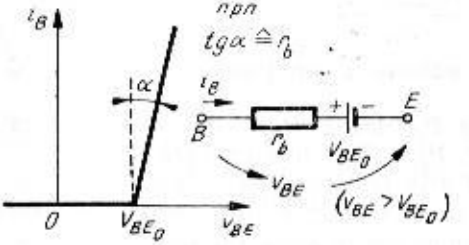


Fig. 4.0, g

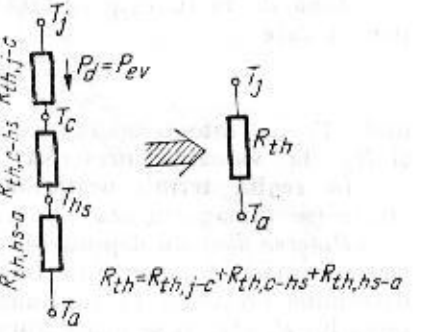


Fig. 4.0, h

Observație. *Pentru funcționarea la semnal mare în regiunea activă normală* se poate folosi circuitul echivalent bază-emitor din figura 4.0, *g*. Aici caracteristica de intrare este modelată prin

$$V_{BE} = V_{BE_0} + r_b \cdot i_B,$$

pentru $i_B > 0$ sau, mai bine, pentru i_B cuprins într-o anumită plajă de curenți. Pentru V_{BE_0} se poate păstra regula de scădere cu 2mV/°C. Schema este desenată pentru un tranzistor *npn*. Pentru tranzistorul *pnp* se schimbă sensul curenților și polaritatea tensiunii V_{BE_0}.

- **Regimul termic al tranzistorului**

În regim termic staționar

$$P_d = P_{ev} = \frac{T_j - T_a}{R_{th}},$$

unde :

P_d este puterea disipată în tranzistor (efect Joule) ;
P_{ev} — puterea evacuată din tranzistor ;
R_{th} — rezistența termică totală ;
T_j — temperatura joncțiunii (cea mai fierbinte zonă a semiconductorului) ;
T_a — temperatura mediului ambiant.

Circuitul echivalent termic valabil în regim staționar apare în figura 4.0, *h*. Fluxul de putere disipată P_d curge prin rezistențele termice :

— $R_{th,j-c}$ este rezistența termică joncțiune-capsulă (T_c este temperatura capsulei) ;
— $R_{th,\ c-hs}$ — rezistența termică capsulă-radiator (heat-sink) ; T_{hs} este temperatura radiatorului ;
— $R_{th,\ hs-a}$ — rezistența termică radiator-mediu ambiant așezate în serie.

Ca urmare

$$R_{th} = R_{th,\ j-c} + R_{th,\ c-hs} + R_{th,\ hs-a},$$

determinînd diferențe de temperatură analoage căderilor de tensiune într-un circuit electric (T_c este temperatura capsulei, T_{hs} — temperatura radiatorului).

Puterea disipată pe tranzistor este suma puterilor disipate pe joncțiuni. În regiunea activă normală se aproximează de regulă cu puterea disipată de colector ($P_d \cong P_{cc}$). În conexiunea emitor comun (tranzistor *npn*)

$$P_d \cong I_C V_{CE}$$

și curbele de putere disipată constantă sînt hiperbole în planul caracteristicilor de ieșire.

Zona de lucru este situată sub hiperbola de putere disipată maximă, pentru care

$$P_d = P_{d,\,max} = \frac{T_{j,\,max} - T_a}{R_{th}},$$

unde $T_{j,\,max}$ este temperatura maximă admisă a joncțiunii (cu $T_a = 25°C$ și R_{th} la valoarea prescrisă).

În regim termic nestaționar $P_{ev} \neq P_d$. Dacă $P_d > P_{ev}$, temperatura crește (se înmagazinează căldură). Dacă $P_d < P_{ev}$, temperatura scade.

Puterea disipată depinde de curentul prin tranzistor, I_C. Curentul de colector crește cu temperatura. Dacă P_d crește cu creșterea lui I_C, atunci aceasta determină creșterea în continuare a temperaturii, ceea ce determină creșterea lui P_d etc. și se poate ajunge la o creștere a temperaturii care să ducă la temperaturi mai mari decît $T_{j,\,max}$ și la distrugerea tranzistorului (ambalare termică).

Ambalarea termică este sigură dacă, pentru orice T, $P_d > P_{ev}$. Dacă există temperaturi T_{jk} ($k = 1, 2, 3, \ldots$) pentru care

$$P_d(T_{jk}) = P_{ev}(T_{jk}) = \frac{T_{jk} - T_a}{R_{th}},$$

atunci există posibilitatea unui regim termic staționar. Pentru ca acest regim termic să fie stabil este necesar ca

$$\left.\frac{dP_d}{dT_j}\right|_{T_{jk}} < \left.\frac{dP_{ev}}{dT_j}\right|_{T_{jk}} = \frac{1}{R_{th}}.$$

Această condiție se mai scrie

$$\left.\frac{dP_d}{dI_C}\right|_{I_C} \cdot \left.\frac{dI_C}{dT_j}\right|_{T_{jk}} < \frac{1}{R_{th}}.$$

Factorul dP_d/dI_C depinde de circuit și de punctul de funcționare. Condiția

$$\frac{dP_d}{dI_C} < 0$$

este suficientă pentru asigurarea stabilității. Factorul dI_C/dT_j depinde de circuit și de tipul tranzistorului.

La conectarea tensiunii de alimentare temperatura joncțiunii T_j crește de la T_a la prima valoare T_{jk} (în ordine crescătoare) care satisface condițiile $P_d = P_{ev}$ și $dP_d/dT_j < 1/R_{th}$. Este necesar ca această valoare să fie mai mică decît $T_{j,\,max}$.

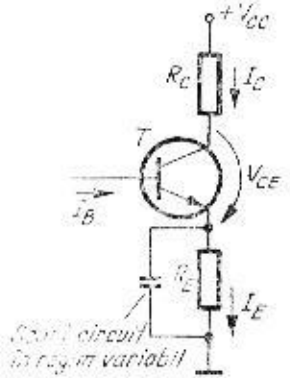


Fig. 4.0, i

● **Alegerea punctului static de funcționare.**

Limitări în regim staționar. În regim de amplificare punctul static de funcționare trebuie să se afle în regiunea activă normală, sub hiperbola de disipație, la tensiuni suficient de mici pentru a evita creșterea curentului de colector datorită multiplicării în avalanșă dar suficient de mari pentru a nu se pătrunde în regiunea de saturație. Pentru circuitul din figura 4.0, *i* de pildă, punctul static se va afla pe dreapta de sarcină statică cu ecuația

$$V_{CC} \cong V_{CE} + (R_C + R_E)I_C.$$

Pentru $V_{CE} < V_{CC}/2$ avem $dP_d/dI_C < 0$ și regimul termic de funcționare este stabil.

Limitări în regim variabil. Caracteristica dinamică este locul geometric al punctelor instantanee de funcționare. Dacă

$$i_C = I_C + \Delta i_C\,; \quad v_{CE} = V_{CE} + \Delta v_{CE},$$

unde Δv_{CE} și Δi_C reprezintă variațiile față de punctul de funcționare static cu coordonatele $(V_{CE},\ I_C)$, atunci pentru circuitul din figura 4.0, *i*

$$\Delta v_{CE} = -R_C \Delta i_C$$

și caracteristica dinamică este liniară, formînd cu verticala un unghi care depinde de R_C. Dacă considerăm un semnal alternativ, atunci proiecția pe axe a caracteristicii dinamice este de două ori amplitudinea V_1 a semnalului (față de valoarea medie) sau amplitudinea vîrf la vîrf. Caracteristica dinamică trebuie să rămînă sub hiperbola de disipație (fig. 4.0, *j*).

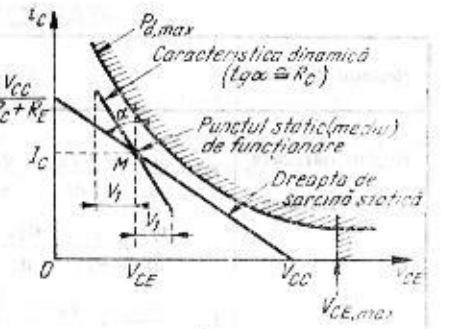


Fig. 4.0, j

Stabilitatea punctului de funcționare. Punctul static de funcționare urcă pe dreapta de sarcină statică odată cu creșterea temperaturii (I_C crește). Stabilizarea punctului de funcționare este necesară pentru :

— controlul puterii disipate ;

— evitarea distorsionării semnalului prin pătrunderea în tăiere (la curenți de polarizare prea mici, figura 4.0, *j*) sau în saturație (la curenți de polarizare prea mari) ;

— controlul parametrilor de semnal mic (a se vedea capitolul 5).

Proiectarea circuitului se face astfel încît să asigure funcționarea corectă la temperaturile extreme (cărora le corespund poziții extreme pe dreapta de sarcină statică).

● **Modelul de control prin sarcină (regim variabil).** În modelul de control prin sarcină se exprimă curenții în funcție de sarcina stocată în tranzistor.

În tabelul 4.4, q_P este mărimea sarcinii de purtători minoritari în exces injectați în emitor în baza neutră, q_n este mărimea sarcinii similare injectate

TABELUL 4.4

Ecuațiile metodei sarcinii
(tranzistoare *pnp*, *npn*)

Regimul de lucru	*Ecuații*	*Parametrii*
Regim activ normal	$i_C = \frac{q_P}{\tau_P} - \frac{dq_{VC}}{dt}$ $i_B = \frac{dq_E}{dt} + \frac{q_P}{\tau_{BB}} + \frac{dq_{VE}}{dt} + \frac{dq_{VC}}{dt}$ $i_E = \frac{dq_E}{dt} + \frac{q_E}{\tau_{BP}} + \frac{q_E}{\tau_P} + \frac{dq_{VE}}{dt}$ $\frac{dq_{VE}}{dt} = C_{tE}\frac{dv_{EB}}{dt}\,; \quad \frac{dq_{VC}}{dt} = C_{tC}\frac{dv_{CB}}{dt}$ $q_{VE} = const[\Phi^n_{BO\,E} - (\Phi_{m,E} - v_E)^n]$ $q_{VC} = const[\Phi^n_{BO,C} - (\Phi_{m,C} - v_C)^n]$ $v_E = v_{EB}(pnp)$ sau $v_{BE}(npn)$ $v_C = v_{CB}(pnp)$ sau $v_{BC}(npn)$	$\tau_P = \frac{1}{2}\cdot\frac{W^2}{D_p}$ (tranzistor *pnp*) $\tau_P = \frac{1}{2}\cdot\frac{W^2}{D_n}$ (tranzistor *npn*) $\tau_{BP} = \tau_P\beta_P$ $n = \frac{1}{2}$ pentru joncțiune abruptă $n = \frac{2}{3}$ pentru joncțiune gradată

Blocarea se definește pentru $i_E = 0$ (deci la fel ca în conexiunea BC), de unde $(I_C)_{blocare} = I_{CB0} = -(I_E)_{blocare}$ (a se vedea problema 4.3).

Observație. Determinarea lui β_F în funcție de α_F este imprecisă, deoarece o mică eroare relativă în α_F determină o eroare mult mai mare în β_F. Într-adevăr, derivînd funcția $\beta_F = \beta_F(\alpha_F)$ și trecînd la variații finite găsim

$$\frac{\Delta\alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F + 1} \cdot \frac{\Delta\beta_F}{\beta_F},$$

deci eroarea relativă apare multiplicată cu $\beta_F + 1$.

4.3. *Se consideră un tranzistor* npn *care are aplicate pe joncțiuni tensiuni* $v_{EB} < 0$, $|v_{EB}| \gg kT/q$, $v_{CB} < 0$, $|v_{CB}| \gg kT/q$. *Să se deseneze circuitul echivalent al tranzistorului și să se determine curenții la borne.*

Rezolvare

Circuitul echivalent este cel dat de modelul Ebers-Moll în varianta din figura 4.0, *d*. Ținînd seama că $i_F = -I_{ES}$, $i_R = -I_{CS}$ (joncțiuni polarizate în regiunea de saturație a curentului) circuitul se modifică ca în figura 4.3, *a* și, folosind relația de legătură $\alpha_R I_{CS} = \alpha_F I_{ES}$ obținem varianta finală din figura 4.3 *b*. Deci

$$I_E = -(1 - \alpha_F) I_{ES} = -\frac{1 - \alpha_F}{1 - \alpha_F \alpha_R} I_{EB0};$$

$$I_C = (1 - \alpha_R) I_{CS} = \frac{1 - \alpha_R}{1 - \alpha_F \alpha_R} I_{CB0}.$$

Fig. 4.3

Curenții tranzistorului blocat capătă o expresie mai simplă dacă presupunem tranzistorul puternic asimetric, cu α_F apropiat de unitate. Dacă $\alpha_F \to 1$, atunci $i_E \to 0$, $i_C \to I_{CB0}$ și $i_B \to -I_{CB0}$.

4.4. *Cum se repartizează pe joncțiunile tranzistorului tensiunea aplicată între colector și emitor atunci cînd baza este lăsată în gol?*

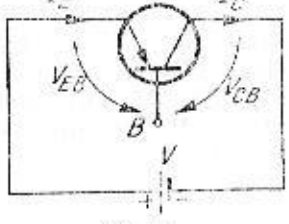


Fig. 4.4

Rezolvare

Considerăm tranzistorul *pnp* din figura 4.4, pentru care

$$V = V_{EB} - V_{CB},$$

iar ($I_B = 0$)

$$I_E = I_C = I.$$

Explicitînd V_{EB} și V_{CB} din ecuațiile Ebers-Moll obținem

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E - \alpha_R I_C + I_{ES0}}{I_{ES0}} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I(1-\alpha_R)}{I_{ES0}} + 1 \right];$$

$$V_{CB} = \frac{kT}{q} \ln \frac{\alpha_F I_E - I_C + I_{CB0}}{I_{CB0}} = \frac{kT}{q} \ln \left[1 - \frac{I(1-\alpha_F)}{I_{CB0}} \right].$$

Combinînd relațiile de mai sus găsim

$$K = \exp \frac{qV}{kT} = \frac{1 - (1-\alpha_R) I / I_{ES0}}{1 - (1-\alpha_F) I / I_{CB0}},$$

de unde

$$I = \frac{(K-1) I_{ES0} I_{CB0}}{K(1-\alpha_F) I_{ES0} - I_{CB0}(1-\alpha_R)} > 0$$

și

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \frac{1 + \dfrac{\beta_F}{\beta_R}}{1 + \dfrac{1}{K} \cdot \dfrac{\beta_F}{\beta_R}} \cong \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right) > 0.$$

cu condiția $K \gg \beta_F / \beta_R$ (ceea ce se asigură ușor cu V suficient de mare față de kT/q). Joncțiunea emitor-bază este polarizată direct cu o tensiune mică, de cîteva ori kT/q. Restul tensiunii apare pe joncțiunea colector-bază.

4.5. *În circuitul din figura 4.5, a tranzistorul are* $I_{ES} = 5\ \mu A$, $\alpha_F = 0{,}99$, $\alpha_R = 0{,}8$. *Se cere să se calculeze tensiunea emitor-bază* v_{EB} *pentru cele două poziții ale comutatorului. Rezistența distribuită a bazei este* $r_{bb'} = 30\ \Omega$.

Rezolvare

Tranzistorul este înlocuit cu circuitul echivalent Ebers-Moll în figura 4.5, *b*. La curenți de emitor suficienți de mari curentul de bază este pozitiv. Ca urmare, cu comutatorul pe poziția *1*

$$v_{CB'} = -r_{bb'} i_B < 0$$

și presupunem

$$i_B = -I_{CS},$$

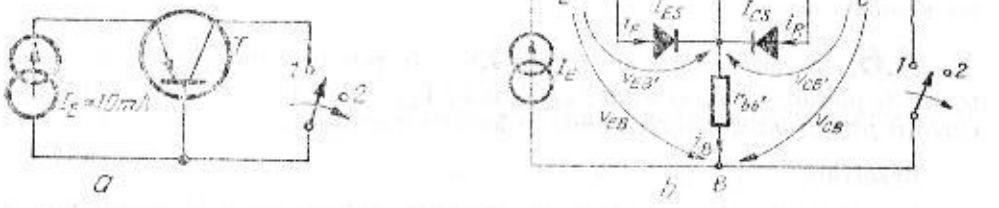


Fig. 4.5

deoarece dioda de colector este polarizată invers. Ca urmare

$$i_E = i_E + \alpha_R i_R = I_E - \alpha_R I_{CS} = I_E - \alpha_F I_{ES} =$$
$$= 10 - 0{,}99 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cong 10 \text{ mA}.$$

Rezultă

$$v_{EB}' = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{i_E}{I_{ES}} + 1\right) = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_E}{I_{ES}} + 1\right) = 0{,}198 \cong 0{,}2 \text{ V}$$

(calcul la 300 K). Pentru a determina

$$v_{EB} = v_{EB'} + r_{bb'} i_B = v_{EB'} + r_{bb'}(i_E - i_C)$$

vom calcula

$$i_B = i_E - i_C = i_F - \alpha_R i_R + i_R - \alpha_F i_F = i_F(1 - \alpha_F) +$$
$$+ i_R(1 - \alpha_R) = (I_E - \alpha_F I_{ES})(1 - \alpha_F) - I_{CS}(1 - \alpha_R) \cong$$
$$\cong I_E(1 - \alpha_F) - I_{CS}(1 - \alpha_R) = 10 \cdot 0{,}01 - 5 \cdot 10^{-3} \frac{0{,}99}{0{,}8} \cdot 0{,}2 \cong 0{,}1 \text{ mA}$$

(deci i_B este pozitiv) și obținem $v_{EB} = 0{,}198 + 0{,}03 \cdot 0{,}1 = 0{,}201 \cong 0{,}2$ V.

Atunci cînd comutatorul este deschis, colectorul este în gol și

$$i_C = \alpha_F i_F - i_R = 0,$$

deci

$$i_R = \alpha_F i_F > 0$$

și dioda de colector este polarizată direct. Calculăm

$$i_F = i_E + \alpha_R i_R = I_E + \alpha_F \alpha_R i_F,$$

deci

$$i_F = \frac{I_E}{1 - \alpha_F \alpha_R} = \frac{10}{1 - 0{,}99 \cdot 0{,}8} = 48 \text{ mA} > I_E$$

și

$$v_{EB}' = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{i_F}{I_{ES}} + 1\right) = 0{,}026 \ln\left(\frac{48}{0{,}005} + 1\right) = 0{,}238 \cong 0{,}24 \text{ V}.$$

Se observă că dioda de emitor se deschide mai puternic prin întreruperea circuitului de colector (deschiderea comutatorului din figura 4.5, *a*). Tensiunea emitor-bază este ($i_C = 0$)

$$v_{EB} = v_{EB'} + r_{bb'} i_B = v_{EB'} + r_{bb'} I_E = 0{,}54 \text{ V}$$

și are o valoare comparativ mare, deoarece întregul curent de emitor trece prin $r_{bb'}$.

Observație. În circuitele integrate, joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor poate fi folosită ca diodă. Este recomandabilă legarea colectorului la bază pentru a împiedica închiderea curentului prin rezistența distribuită a bazei și creșterea exagerată a tensiunii pe joncțiunea polarizată direct.

4.6. *Se dă circuitul din figura 4.6, a în care tranzistorul* pnp *este caracterizat de parametrii* $\alpha_F = 0{,}99$; $\alpha_R = 0{,}5$; $I_{ES} = 1$ μA. *Se cere să se determine curenții prin tranzistor și tensiunile la bornele tranzistorului.*

Rezolvare

Tranzistorul este polarizat în regiunea activă normală (presupunem $v_{CB} < 0$, ceea ce rămîne a fi verificat ulterior). Folosim circuitul echivalent

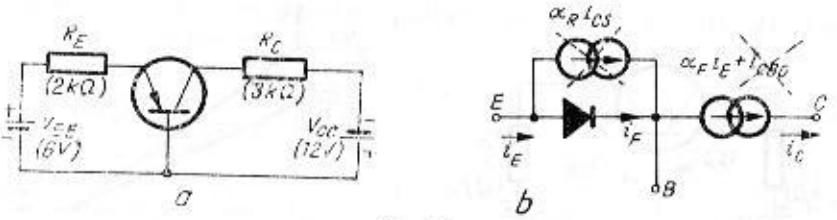


Fig. 4.6

din figura 4.0, c unde $i_B = -I_{CS}$ (dioda colector-bază este blocată și obținem schema din figura 4.6, *b*).

Cu o bună aproximație se pot face neglijările indicate pe figură, astfel încît tranzistorul este descris de ecuațiile

$$i_E \cong I_{ES} \exp \frac{qv_{EB}}{kT} \text{ (caracteristica de intrare)}$$

și

$i_C = \alpha_F i_E$ (caracteristica de transfer).

Calculul curentului de emitor se face folosind ecuația

$$V_{EE} = v_{EB} + R_E i_E,$$

la care se adaugă caracteristica de intrare a tranzistorului. Rezultatul se obține prin aproximații succesive. Cu $V_{EB} \cong 0$ găsim $I_E \cong V_{EE}/R_E = 3$ mA.

Din ecuația caracteristicii de transfer rezultă

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{I_{ES}} = 0{,}026 \ln(3 \cdot 10^6) = 0{,}208 \text{ V}.$$

O nouă estimare a curentului i_E ne dă

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{6 - 0{,}208}{2} = 2{,}896 \cong 2{,}9 \text{ mA},$$

iar tensiunea devine $V_{EB} = 0{,}207$ V. Diferența față de rezultatul anterior este nesemnificativă și reținem $V_{EB} \cong 0{,}21$ V, $I_E \cong 2{,}9$ mA.

În circuitul de colector

$$V_{CC} = -V_{CB} + R_C I_C,$$

în care $I_C = \alpha_F I_E \cong I_E = 2{,}9$ mA de unde $V_{CB} = -3{,}3$ V.

Tranzistorul funcționează într-adevăr în regiunea activă normală.

Observație. Deoarece printr-un tranzistor dat, cu joncțiunea emitor-bază polarizată direct ($v_{EB} \gg kT/q$), tensiunea $v_{EB} = kT/q \ln(i_E/I_{ES})$ depinde slab de curentul de emitor, aceasta poate fi considerată aproximativ constantă, dată (pentru o plajă de curenți de lucru).

4.7. *În circuitul din figura 4.7,a tranzistorul are* $\alpha_F = 0{,}99$, $V_{EB} \cong 0{,}2$ *V și* $I_{CB0} = 2$ *μA. Între ce limite putem găsi punctul static de funcționare dacă rezistențele din circuit au toleranțe de* $\pm 5\%$ *?*

Rezolvare

În relația

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CB0}$$

vom lua $\alpha_F \cong 1$ și $I_{CB0} \cong 0$. Pentru valorile nominale ale rezistențelor se calculează

$$I_C = I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{6 - 0{,}2}{2} = 2{,}9 \text{ mA};$$

$$V_{CB} = -V_{CC} + R_C I_C = -12 + 2 \cdot 2{,}9 = -6{,}2 \text{ V}.$$

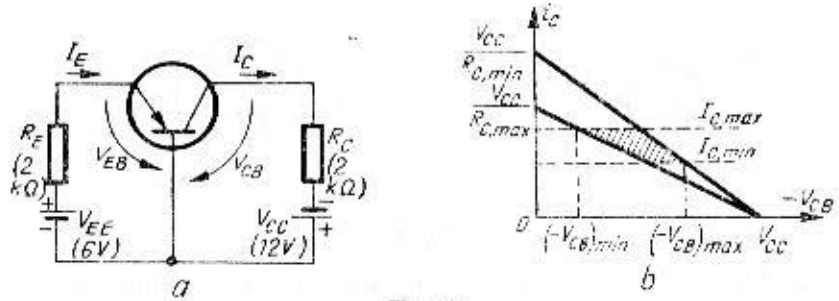


Fig. 4.7

Limitele între care poate varia curentul prin tranzistor sînt

$$I_{C\,max} = I_{K\,max} = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_{E\,min}} = \frac{6 - 0{,}2}{1{,}9} = 3{,}05 \text{ mA};$$

$$I_{C\,min} = I_{K\,min} = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_{E\,max}} = \frac{6 - 0{,}2}{2{,}1} = 2{,}76 \text{ mA}.$$

Valorile extreme ale tensiunii de colector se calculează astfel

$$(-V_{CB})_{max} = V_{CC} - R_{C\,min} I_{C\,min} = 12 - 1{,}9 \cdot 2{,}76 = 6{,}76 \text{ V};$$

$$(-V_{CB})_{min} = V_{CC} - R_{C\,max} I_{C\,max} = 12 - 2.1 \cdot 3{,}05 = 5{,}60 \text{ V}.$$

Locul geometric al punctelor statice de funcționare este reprezentat în figura 4.7,*b*. Sînt reprezentate dreptele statice de funcționare $V_{CC} = -v_{CB} + R_C \cdot i_C$ pentru valorile extreme ale lui R_C.

4.8. *Să se calculeze tensiunea* V_{CE} *a tranzistorului din figura 4.8, atunci cînd comutatorul* K *se află respectiv pe pozițiile* 1, 2 *și* 3. *Se cunosc* $I_{KS} = 10$ *μA*, $\alpha_F = 0{,}99$, $\alpha_R = 0{,}6$.

Rezolvare

Analiza regimului electric din circuit presupune rezolvarea simultană a ecuațiilor Ebers-Moll

$$\begin{cases} i_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{BE}}{kT}\right) - 1\right] - \alpha_R I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right]; \\ i_C = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\left(\frac{qv_{BE}}{kT}\right) - 1\right] - I_{CS}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right], \end{cases}$$

la care se adaugă ecuațiile Kirchhoff. Se obține un sistem care poate fi rezolvat iterativ. Rezolvarea este ușurată de alegerea corectă a mărimilor electrice pentru care se face estimarea inițială. În cazul studiat aici, aceste mărimi sînt curenții prin tranzistor.

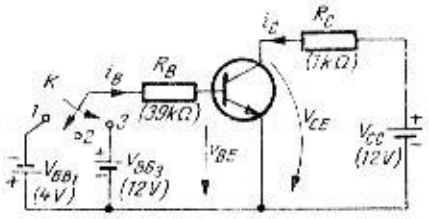


Fig. 4.8

Cu comutatorul pe poziția 1 presupunem joncțiunea emitor-bază blocată și curentul de bază neglijabil. Se poate presupune curent de colector mic și tensiune v_{CB} suficient de mare pentru a bloca și joncțiunea colector-bază.

Mergînd în continuare pe această ipoteză, problema 4.3 ne dă valoarea curenților prin tranzistorul blocat:

$$i_C \cong I_{CB_1}\,;\; i_E \cong 0\,;\; i_B \cong -I_{CB0},$$

unde

$$I_{CB0} = I_{CS}(1 - \alpha_F\alpha_R) = \frac{I_{ES}\alpha_F}{\alpha_R}(1 - \alpha_F\alpha_R) \cong \frac{I_{ES}}{\alpha_R}(1 - \alpha_R) = 6{,}7\ \mu\text{A}.$$

Ca urmare

$$V_{BB} = -V_{BB1} - R_B I_B = -V_{BB1} + R_B I_{CB0} = -4 + 39 \cdot 6{,}7 \cdot 10^{-3} \cong$$
$$\cong -3{,}74\ \text{V},$$

deci $V_{BE} < 0$, $|V_{BE}| \gg \frac{kT}{q}$. Apoi

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - R_C I_{CB0} = 12 - 1 \cdot 6{,}7 \cdot 10^{-3} =$$
$$= 11{,}99\ \text{V} \cong 12\ \text{V}.$$

Tensiunea colector-bază este

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 11{,}99 + 3{,}74 = 15{,}73\ \text{V},$$

deci $V_{BC} < 0$, $|V_{BC}| \gg \frac{kT}{q}$. Ca urmare, se verifică ipoteza blocării tranzistorului și valorile $i_C = I_{CB0}$, $i_B = -I_{CB0}$. Calculul se poate opri aici. Într-adevăr, neglijările făcute în calcul sînt cele din problema 4.3. Efectul lor asupra calculului tensiunii de colector este nesemnificativ.

Cu comutatorul pe poziția 2 circuitul de intrare este deschis și $i_B = 0$. Se folosește ecuația

$$i_C = \alpha_F i_E - I_{CB0}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right],$$

care se mai scrie ($i_E = i_C + i_B$):

$$i_C = \beta_F i_B - (\beta_F + 1) I_{CB0}\left[\exp\left(\frac{qv_{BC}}{kT}\right) - 1\right].$$

Aici $i_B = 0$ și v_{BC} se poate presupune suficient de negativ pentru ca

$$i_C \cong (\beta_F + 1) I_{CB0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F} = 0{,}67\ \text{mA}.$$

Într-adevăr (problema 4.4), atunci cînd baza tranzistorului este în gol și se aplică o tensiune negativă între colector și emitor, această tensiune apare aproape în întregime pe joncțiunea colector-bază, blocînd joncțiunea colectorului.

În acest al doilea caz

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = 12 - 1 \cdot 0{,}67 = 11{,}33\ \text{V},$$

deci diferența față de V_{CC} devine semnificativă*.

---

* O eventuală creștere a temperaturii determină creșterea lui I_{CB0} și o scădere apreciabilă a lui V_{CE}.

Cu comutatorul pe poziția 3 joncțiunea emitor-bază va fi deschisă. Neglijînd pentru moment V_{BE} obținem $I_B \cong 0{,}3$ mA. Dacă am admite că tranzistorul lucrează în regiunea activă normală și $I_C \cong \beta_F I_B$, am obține $I_C \cong 30$ mA, ceea ce este imposibil în circuitul din figură. Tranzistorul se va satura și o primă estimare a curentului de colector ne dă

$$I_C \cong \frac{V_{CC}}{R_C} = 12 \text{ mA}.$$

Această discuție preliminară conturează modul de calcul. Se vor calcula tensiunile pe tranzistor în funcție de curenții I_B și I_C (determinați cu aproximație de circuit). În etapa următoare se vor recalcula curenții cu ecuațiile de circuit și se vor aduce eventuale corecții tensiunilor etc.

Rezolvînd sistemul de ecuații Ebers-Moll în raport cu tensiunile pe joncțiuni, obținem

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{I_E - \alpha_R I_C}{I_{EB0}}\right);$$

$$V_{BC} = \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{\alpha_F I_E - I_C}{I_{CB0}}\right),$$

unde

$$I_{EB0} = I_{ES}(1 - \alpha_F\alpha_R), \quad I_{CB0} = I_C(1 - \alpha_F\alpha_R).$$

De aici

$$V_{CE} = \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{\alpha_F}{\alpha_R} \cdot \frac{I_B + (1 - \alpha_R)I_C + I_{EB0}}{\alpha_F I_B - (1 - \alpha_F)I_C + I_{CB0}}\right].$$

Pentru $T = 300$ K se obține $V_{CE} = 0{,}1$ V și $V_{BE} = 0{,}186$ V (se observă că $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0{,}086$ V > 0 — tranzistorul este saturat).

Cu valorile de mai sus recalculăm curenții

$$I_B = \frac{V_{BB1} - V_{BE}}{R_B} = 0{,}303 \text{ mA};$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 11{,}9 \text{ mA}$$

și tensiunile $V_{BE} = 0{,}186$ V; $V_{CE} = 0{,}099$ V (deci reobținem practic valorile inițiale).

Observație. Blocarea fermă a tranzistorului necesită negativarea bazei. Comanda în saturație se face cu un curent de bază apreciabil mai mare decît cel corespunzător saturației incipiente ca o măsură de precauție legată de dispersia parametrilor tranzistorului.

4.9. *Fie* $I_{B\,sat}$ *curentul de bază corespunzător saturației incipiente* ($v_{BC} = 0$). *Să se determine variația tensiunii* $V_{CE,\,sat}$ *cu raportul*

$F = \frac{I_B}{I_{B\,sat}}$ = *factor de supracomandă* > 1.

Se dau $\alpha_F = 0{,}99$ *și* $\alpha_R = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Din relația (tranzistor *npn*)

$$V_{BC} = \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{\alpha_F I_E - I_C}{I_{CB0}}\right) = 0$$

obținem

$$I_C = \alpha_F I_E; \quad I_C = \beta_F I_B; \quad \beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}.$$

Pentru un $I_C = I_{C\,sat}$ determinat (aproximativ) de circuit, avem

$$I_B\Big|_{V_{CB}=0} = I_{B\,sat} = \frac{I_{C\,sat}}{\beta_F}.$$

$V_{CE} = V_{CE}(I_C, I_B)$ a fost calculat în problema precedentă. Neglijînd curenții reziduali I_{CB0} și I_{CE0}, obținem

$$V_{CE\,sat} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \cdot \frac{I_{B\,sat}}{I_B}}{1 - \frac{I_{B\,sat}}{I_B}} \right),$$

unde $\beta_R = \alpha_R/(1-\alpha_R)$.

Tensiunea normată $qV_{CE\,sat}/kT$ poate fi reprezentată în funcție de curentul de bază normat $I_B/I_{B\,sat} > 1$. Variația depinde de valorile concrete ale lui β_F și β_R. Cu $I_B \gg I_{B\,sat}(I_B \to \infty)$ se tinde spre

$$(V_{CE\,sat})_{min} = \lim V_{CE}\Big|_{I_B \to \infty} = \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{\alpha_R} > 0$$

(cu $\alpha_R = 0{,}6$ din enunț și $kT/q = 0{,}026$ V obținem valoarea minimă de 0,013 V). Pentru $I_B \to I_{B\,sat}$, $V_{CE} \to \infty$, rezultat artificial, deoarece în expresia lui V_{CE} s-au făcut neglijări. Obținem

$V_{CE\,sat} = 0{,}128$ V pentru $F = 1{,}5$, $V_{CE\,sat} = 0{,}110$ V pentru $F = 2$,
$V_{CE\,sat} = 0{,}076$ V pentru $F = 5$, $V_{CE\,sat} = 0{,}058$ V pentru $F = 10$ etc.

Observație. Pentru tranzistoarele în construcție planar epitaxială efectul rezistenței serie a colectorului, R_{sC} este important și

$$V_{CE\,sat} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\frac{1}{\alpha_R} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \cdot \frac{I_{B\,sat}}{I_B}}{1 - \frac{I_{B\,sat}}{I_B}} \right) + R_{sC} \cdot I_{C\,sat}.$$

Reluînd calculul pentru $I_{C\,sat} = 5$ mA, $I_B = 0{,}5$ mA și $R_{sC} = 100\ \Omega$, găsim

$$V_{CE\,sat} = 0{,}058 + 0{,}1 \cdot 5 = 0{,}558 \text{ V}.$$

4.10. *În circuitul din figura 4.10 tranzistorul* npn *are parametrii* $\alpha_F = 0{,}99$, $\alpha_R = 0{,}6$, $I_{ES} = 2\ \mu A$. *Se cere să se determine punctul static de funcționare* (I_C, V_{CE}).

Rezolvare

În ipoteza funcționării în regiunea activă normală tranzistorul este descris cu aproximație de relațiile $i_C = \alpha_F i_B + I_{CB0}$, $i_E \cong I_{ES} \exp \frac{qv_{BE}}{kT}$, $I_{CB0} = (1-\alpha_F\alpha_R) I_{CS}$, $I_{CS} = \alpha_F I_{ES}/\alpha_R$. Ecuațiile circuitului se obțin aplicînd teorema a II-a a lui

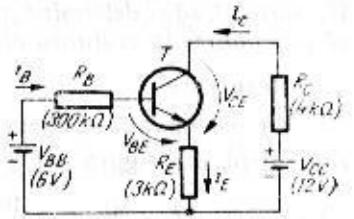


Fig. 4.10

Kirchhoff circuitului de bază (care cuprinde joncțiunea bază-emitor) și respectiv circuitului de colector:

$$V_{BB} = R_B i_B + V_{BE} + R_E i_E;$$

$$V_{CC} = R_C i_C + V_{CE} + R_E i_E,$$

la care se mai adaugă $i_E = i_C + i_B$. Obținem astfel un sistem de cinci ecuații cu cinci necunoscute (I_B, I_E, I_C, V_{BE}, V_{CE}). Una dintre ecuații este neliniară.

Vom estima I_E presupunînd pentru început $V_{BE} \cong 0$ și $I_{CB0} \cong 0$:

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} I_B = \beta_F I_B;$$

$$I_E = \frac{V_{BB}}{\frac{R_B}{\beta_F + 1} + R_E} = \frac{6}{\frac{300}{100} + 3} = 1 \text{ mA}$$

și apoi

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{I_{ES}} = 0{,}026 \cdot \ln 500 = 0{,}16 \text{ V}.$$

Această valoare a lui V_{BE} va fi considerată suficient de precisă pentru calculul curenților (ceea ce se poate verifica prin încercări succesive). Fără a mai neglija de această dată pe I_{CB0} (calculul mai precis), obținem

$$I_C = \frac{\beta_F (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + R_E(\beta_F + 1)} + \frac{I_{CB0}(R_E + R_B)(\beta_F + 1)}{R_B + R_E(\beta_F + 1)}$$

și se calculează $I_C = 1{,}03$ mA. Aproximînd $I_C \cong I_E$ găsim

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E \cong V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

și rezultă $V_{CE} = 4{,}8$ V. Deoarece V_{CE} este pozitiv și suficient de mare, tranzistorul nu este saturat.

Notă. Datele numerice de mai sus sînt rezonabile pentru un tranzistor cu germaniu. Neglijarea efectului lui I_{CB0} în formula care determină pe I_C duce la o eroare de 6%, deci nu este recomandabilă. Tranzistoarele cu siliciu au curenți reziduali mult mai mici (cel puțin la temperaturi nu prea înalte). Efectul lui I_{CB0} poate fi neglijat în calculul lui I_C. Curentul de emitor are valoarea $I_E = 1{,}038$ mA și este suficient de apropiată de valoarea aproximativă folosită anterior, astfel încît recalcularea lui V_{BE} să nu mai fie necesară. De obicei în calcule se ia o valoare aproximativă a lui V_{BE}, dată de la început ca un parametru al tranzistorului.

4.11. *În circuitul din figura 4.11, a tranzistorul are β_F cuprins între 100 și 200, $V_{BE} \cong 0{,}6$ V și $I_{CB0} \cong 0$. Se cere să determine poziția punctului static de funcționare în planul caracteristicilor de ieșire $i_C = i_C(v_{CE})$. Presupunînd R_C variabil, să se determine plaja de valori pe care o poate lua astfel ca tranzistorul să funcționeze în regiunea activă normală.*

Rezolvare

Cu o echivalare Thévenin la stînga bornelor A, B se obține circuitul echivalent din figura 4.11, *b*, unde

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{10}{30} 18 = 6 \text{ V}, \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 20}{30} = 6{,}67 \text{ k}\Omega.$$

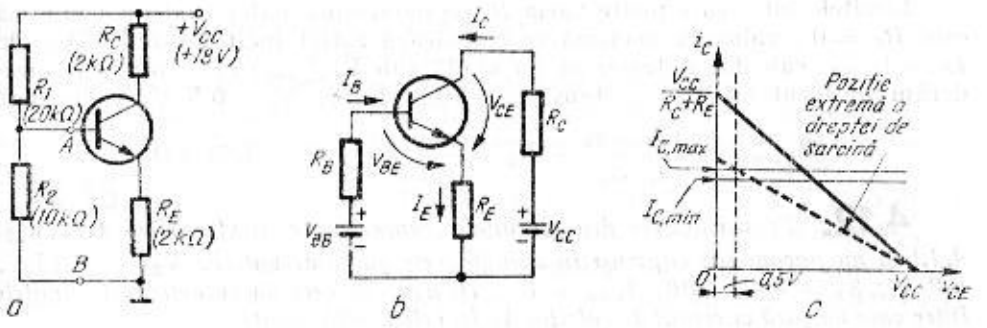


Fig. 4.11

Se rezolvă sistemul de ecuații

$$\begin{cases} V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E ; \\ I_E = I_B + I_C ; \\ I_C = \beta_F I_B \text{ (se presupune funcționare în regiunea activă normală);} \\ V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E, \end{cases}$$

cu necunoscutele I_E, I_B, I_C, V_{CE}. Din primele trei ecuații rezultă expresia curentului de colector

$$I_C = \frac{\beta_F (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_F + 1) R_E},$$

care este independentă de R_C (atît timp cît tranzistorul funcționează în regiunea activă normală). Introducînd valorile numerice se obține $I_C = 2{,}59$ mA pentru $\beta_F = 100$ și $I_C = 2{,}64$ mA pentru $\beta_F = 200$.

Curentul de colector depinde foarte slab de factorul de amplificare în curent β_F. Din punct de vedere matematic, I_C independent de β_F se asigură prin condiția

$$(\beta_F + 1) R_E \gg R_B.$$

Aceasta echivalează cu neglijarea căderii de tensiune pe R_B în circuitul bază-emitor. Ca urmare, potențialul bazei față de punctul de referință este aproximativ constant și egal cu V_{BB}, iar

$$I_C \cong I_E \cong \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{6 - 0{,}6}{2} = 2{,}7 \text{ mA}.$$

Cu ajutorul divizorului pe bază și al rezistenței din emitor, tranzistorul este polarizat la un curent constant, aproximativ independent de tranzistor (*variațiile* lui V_{BE} cu $I_E \cong I_C$ sînt oricum neglijabile !).

Neglijînd din nou curentul de bază în raport cu cel de colector ($I_C \cong I_E$), obținem din teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul de colector

$$V_{CC} \cong V_{CE} + (R_C + R_E) I_C,$$

care este ecuația *dreptei de sarcină statice* reprezentate în figura 4.11, c. Punctul static de funcționare se va găsi pe această dreaptă de sarcină, la curenți cuprinși între 2,59 și 2,64 mA. Luînd $I_C \cong 2{,}6$ mA găsim

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C = 18 - 4 \cdot 2{,}6 = 7{,}6 \text{ V}.$$

Limitele între care poate varia R_C se determină astfel : valoarea minimă este $R_C = 0$; valoarea maximă se calculează astfel încît tensiunea V_{CE} la $I_C = I_{C\,max}$ calculat anterior să nu scadă sub $V_{CE,\,sat}$; cu o rezervă considerăm în locul lui $V_{CE\,sat}$ tensiunea acoperitoare $V_0 = 0{,}5$ V ; ca urmare

$$R_{C,\,max} = \frac{V_{CC} - V_0}{I_{C,\,max}} - R_E = \frac{18 - 0{,}5}{2{,}61} - 2 = 4{,}63 \text{ k}\Omega.$$

4.12. *Tranzistoarele din circuitele reprezentate în figurile 4.12, a și 4.12, b au parametrii cuprinși în următoarele game de valori :* $V_{EB} = 0{,}15 \ldots 0{,}2$ V ; $\beta_F = 50 \ldots 100$, $I_{CB0} = 1 \ldots 10$ μA. *Se cere să se determine limitele între care variază curentul de colector* I_C *în cele două circuite.*

Rezolvare

În circuitul din figura 4.12, *a*

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B}$$

și

$$I_C = \beta_F \cdot I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0}.$$

Variațiile parametrilor β_F, I_{CB0}, V_{EB} sînt necorelate (independente). Curentul de colector maxim este obținut pentru β_F *maxim*, I_{CB0} *maxim*, V_{EB} *minim*. Se găsește $I_{C\,max} = 5{,}1$ mA. Curentul de colector minim este $I_{C\,min} = 2{,}06$ mA (pentru β_F minim, I_{CB0} minim, V_{EB} maxim).

În circuitul din figura 4.12, *b*.

$$I_C = \frac{\beta_F (V_{BB} - V_{EB})}{R_B + R_E(\beta_F + 1)} + \frac{(\beta_F - 1)(R_B + R_E) I_{CB0}}{R_B + R_E(\beta_F + 1)},$$

cu

$$V_{BB} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = 5 \text{ V}, \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 24 \text{ k}\Omega$$

(s-a aplicat teorema Thévenin, la fel ca în figura 4.11, *b*). Se obține $I_{C,\,max} = 2{,}5$ mA (pentru β_F maxim, I_{CB0} maxim, V_{EB} minim) și $I_{C,\,min} = 2{,}12$ mA. Variația relativă este $(I_{C\,max} - I_{C\,min})/I_{C\,min} = 1{,}48$ (148%) în primul caz și 0,18 (18%) în cel de-al doilea.

Observație. În cel de-al doilea circuit variația punctului static de funcționare între situațiile extreme este mult mai redusă decît în primul. Explicația este următoarea. Variația punctului static de funcționare se datorește în primul rînd dispersiei lui β_F. În al doilea circuit se asigură stabilizarea împotriva variației lui β_F prin tehnica descrisă în problema 4.11.

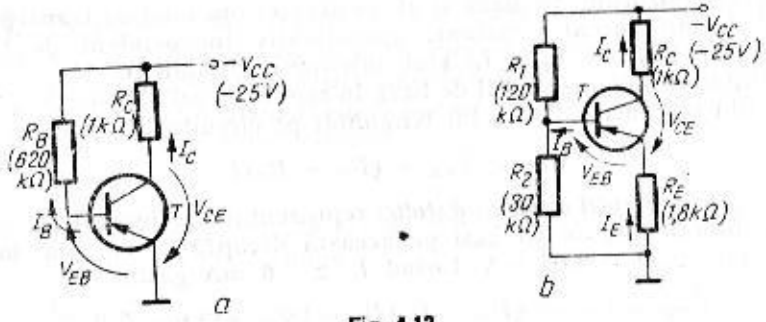


Fig. 4.12

Dezavantajele schemei din figura 4.12, *b* sînt:

— pierderea de tensiune pe rezistența din emitor;

— pierderea de curent prin rezistențele divizorului de bază;

— stabilitatea mai redusă la variațiile lui V_{EB} (V_{BB} mai mic decît V_{CC} în ecuația lui I_C), efect care poate fi cu totul mascat de îmbunătățirea stabilității în raport cu variațiile lui β_F.

4.13. *Să se determine* R_1, R_2 *și* R_E *în circuitul din figura 4.13, a astfel încît să asigure funcționarea tranzistorului în punctul static* $I_C = 3$ *mA*, $V_{CE} = 6$ *V. Se admite o variație de* $\pm 5\%$ *a curentului prin tranzistor atunci cînd temperatura variază între* $T_1 = 25°C$ *(unde* $\beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}64$ *V) și* $T_2 = 95°C$ *(unde* $\beta_F = 150$ *și* $V_{BE} = 0{,}5$ *V).*

Rezolvare

Se folosește relația (figura 4.13, *b*)

$$I_C = \frac{\beta_F(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta_F + 1)R_E}$$

scrisă pentru $T = T_1$ (unde $I_C = I_{C\,min} = 2{,}85$ mA) și respectiv pentru $T = T_2$ (unde $I_C = I_{C\,max} = 3{,}15$ mA). Într-adevăr, I_C crește cu T datorită creșterii lui β_F și scăderii lui V_{BE}. Considerînd $\beta_F \gg 1$ obținem

$$I_{C\,min}\left[\frac{R_B}{\beta_F(T_1)} + R_E\right] = V_{BB} - V_{BE}(T_1);$$

$$I_{C\,max}\left[\frac{R_B}{\beta_F(T_2)} + R_E\right] = V_{BB} - V_{BE}(T_2).$$

Prin scăderea celor două ecuații rezultă

$$R_B = \frac{V_{BE}(T_2) - V_{BE}(T_1) + (I_{C\,max} - I_{C\,min})R_E}{I_{C\,min}/\beta_F(T_1) - I_{C\,max}/\beta_F(T_2)},$$

de unde

$$R_B = -18{,}7 \div 40\ R_E \text{ (în k}\Omega\text{)}.$$

Avînd în vedere ecuația circuitului de colector

$$V_{CC} \cong V_{CE} + (R_C \div R_E)I_C,$$

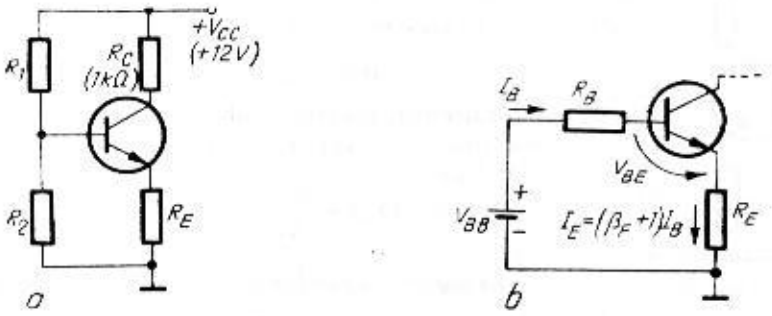


Fig. 4.13

vom determina $R_B = 1\ \text{k}\Omega$ punînd condiția ca la $I_C = 3$ mA să avem $V_{CE} = 6$ V. De aici $R_B = 21{,}3\ \text{k}\Omega$ și

$$V_{BB} = I_{C\,min}\left[\frac{R_B}{\beta_F(T_1)} + R_E\right] + V_{BE}(T_1) = 4{,}1\ \text{V},$$

astfel încît $R_1 = 62{,}3\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 32{,}3\ \text{k}\Omega$.

Vom alege pentru R_1 și R_2 valori standardizate. Valoarea lui R_B determinată mai sus trebuie considerată drept maximă (problema 4.11). Pentru a ne asigura că stabilitatea nu este în nici un caz mai mică decît cea impusă, vom alege R_1 și R_2 astfel încît valorile lor să fie mai mici decît cele calculate mai sus. Vom lua astfel $R_1 = 56\ \text{k}\Omega$ și $R_2 = 30\ \text{k}\Omega$ ($\pm 5\%$).

4.14. *Să se dimensioneze rezistențele circuitului din figură astfel încît, tranzistorul să lucreze la* $T_0 = 25°C$ *în punctul static de funcționare* $I_C = 1$ *mA*, $V_{CE} = 4$ *V. Se admit variații ale lui* I_C *de maximum* $\pm 10\%$ *în următoarele condiții: dispersia parametrilor este* $V_{BE} = 0{,}6\ldots0{,}7$ *V*, $\beta_F = 100\ldots200$ ($I_{CB0} \cong 0$), *iar temperatura variază cu* $\pm 25°C$ *în jurul lui* T_0 ($\Delta V_{BE}/\Delta T = -2$ *mV/°C*, $\Delta\beta_F/\Delta T = \beta_F(T_0)/50$).

Rezolvare

Cu aceleași notații ca în problema precedentă și $\beta_F \gg 1$ scriem

$$I_C \cong \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_F} + R_E}.$$

Curentul maxim tolerat este $I_{C\,max} = 1{,}1$ mA, iar cel minim este $I_{C\,min} = 0{,}9$ mA.

Spre deosebire de situația din problema precedentă, dispersia lui β_F nu este corelată cu dispersia lui V_{BE} și amîndouă sînt necorelate cu variația cu temperatura. Cu toate acestea se poate face o proiectare pe baza cazurilor celor mai nefavorabile. Curentul minim va fi obținut pentru valoarea minimă a lui β_F și pentru valoarea maximă a lui V_{BE}. Valoarea maximă a lui β_F la $T = T_3$ este $\beta_{FM} = 200$. Cea mai ridicată valoare a lui β_F se obține la temperatura maximă $T_M = 50°C$, și anume

$$\beta_{FMM} = \beta_{FM}(T_0) + \frac{\Delta\beta_F}{\Delta T}(T_M - T_0) = 200 + \frac{200}{50}(50 - 25) = 300.$$

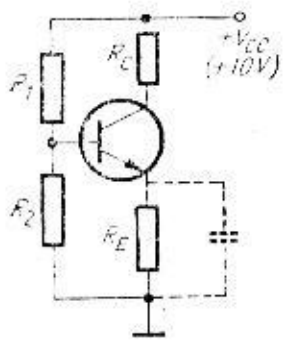


Fig. 4.14

Similar

$$V_{BEmm} = V_{BEm}(T_0) + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}(T_M - T_0) =$$
$$= 0{,}6 - 2\cdot10^{-3}\cdot25 = 0{,}55\ \text{V}.$$

Curentul maxim se obține pentru cea mai coborîtă valoare a lui β_F și cea mai ridicată valoare a lui V_{BE}:

$$\beta_{Fmm} = \beta_{Fm}(T_0) + \frac{\Delta\beta_F}{\Delta T}(T_m - T_0) = 100 - \frac{100}{50}25 = 50,$$

$$V_{BEMM} = V_{BEM}(T_0) + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}(T_m - T_0) = 0{,}7 +$$
$$+ 2\cdot10^{-3}\cdot25 = 0{,}75\ \text{V}.$$

Procedînd similar ca în problema precedentă, cu

$$I_{C\,max} = \frac{V_{BB} - V_{BEmm}}{\frac{R_B}{\beta_{FMM}} - R_E}, \quad I_{C\,min} = \frac{V_{BB} - V_{BEMM}}{\frac{R_B}{\beta_{Fmm}} + R_E}$$

obținem

$$R_B = \frac{-V_{BEMM} + V_{BEmm} + R_E(I_{C\,max} - I_{C\,min})}{\frac{I_{C\,min}}{\beta_{Fmm}} - \frac{I_{C\,max}}{\beta_{FMM}}},$$

deci o variație $R_B = R_B(R_E)$ liniară. Pentru ca R_B să fie pozitiv este necesar ca

$$R_E > R_{E\,cr} = \frac{V_{BEMM} - V_{BEmm}}{I_{C\,max} - I_{C\,min}} = \frac{0{,}75 - 0{,}55}{1{,}1 - 0{,}9} = 1\ \text{k}\Omega.$$

Rezistența R_E va fi limitată de căderea de tensiune la borne. Dacă impunem de pildă

$$R_E I_E \cong R_E I_C \leqslant 3\ \text{V},$$

vom alege $R_E = 2{,}7$ kΩ. Din relația $R_B = R_B(R_E)$ se obține $R_B = 23{,}7$ kΩ.

Determinăm V_{BB} din relația care dă $I_{C\,max}$:

$$V_{BB} = V_{BEmm} + I_{C\,max}\left(\frac{R_B}{\beta_{FMM}} + R_E\right) = 0{,}55 + 1{,}1\left(\frac{23{,}7}{300} + 2{,}7\right) = 3{,}6\ \text{V}.$$

Calculăm apoi $R_1 = 65{,}8$ kΩ și $R_2 = 37$ kΩ. Alegem valori standardizate astfel încît R_1 și R_2 să aibă, ținînd seama și de toleranțe, valori sigur mai mici decît cele calculate mai sus. Luăm $R_2 = 33$ kΩ și $R_1 = 62$ kΩ ($\pm 5\%$ toleranță).

În final se determină rezistența de colector

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} - R_E = \frac{10 - 4}{1} - 2{,}7 = 4{,}3\ \text{k}\Omega.$$

4.15. *Se reia circuitul din figura 4.13, a, unde* R_E *este scurtcircuitată în curent alternativ, iar semnalul se culege în colector. Se cere să se proiecteze rețeaua de polarizare (să se determine* R_1, R_2 *și* R_E*), astfel încît amplitudinea semnalului sinusoidal din colector să fie de 8 V vîrf la vîrf. Se consideră că tranzistorul este identic cu cel din problema 4.13 și funcționează între aceleași limite de temperatură.*

Rezolvare

Fie $V_1 = 4$ V amplitudinea tensiunii sinusoidale din colector. Potențialul emitorului este constant, astfel încît

$$\mathrm{d}v_{CE} = -R_C\,\mathrm{d}i_C$$

și punctul instantaneu de funcționare se deplasează pe caracteristica dinamică — segment de dreaptă care trece prin punctul static (sau punctul mediu) de funcționare și are panta $\mathrm{d}i_C/\mathrm{d}v_{CE} = -1/R_C$ (fig. 4.15, *a*). Pentru a evita

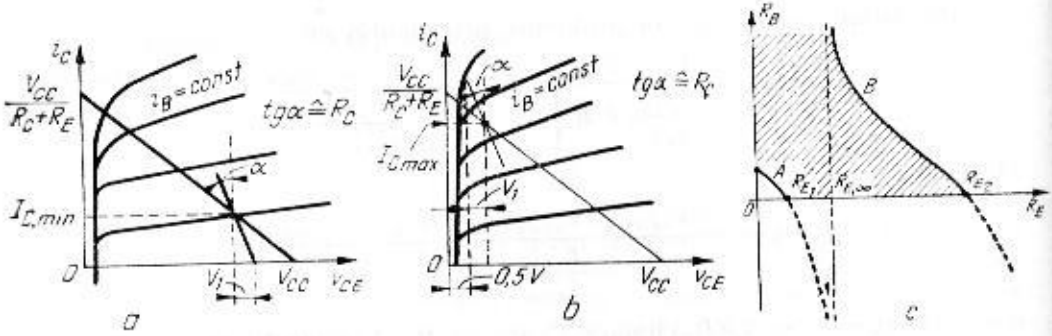


Fig. 4.15

pătrunderea în tăiere, vom impune curentului de polarizare să nu scadă (fig. 4.15, *a*) sub valoarea

$$I_{C\,min} = \frac{V_1}{R_C} = 4 \text{ mA}.$$

Dacă curentul de polarizare este prea mare, atunci punctul static de funcționare, care se găsește pe dreapta de sarcină statică

$$V_{CC} \cong V_{CE} + (R_C + R_E) I_C,$$

se deplasează la tensiuni prea mici și există pericolul intrării în saturație. Punînd condiția ca tensiunea minimă să nu scadă sub $V_0 = 0{,}5$ V, găsim $V_{CE} > V_1 + 0{,}5 = 4{,}5$ V. Folosind ecuația de mai sus găsim (fig. 4.15, *b*)

$$I_{C\,max} = \frac{V_{CC} - (V_1 + 0{,}5)}{R_C + R_E} = \frac{7{,}5}{1 + R_E} \text{ (mA)}.$$

Desigur, este necesar ca $I_{C\,max} > I_{C\,min}$. Impunînd această condiție obținem $R_E < 0{,}875$ kΩ. Aceasta nu este însă o relație de proiectare.

Pentru a determina valorile lui R_B și R_E vom folosi expresia care determină mărimea curentului de colector (a se vedea și problema 4.13, $\beta_F \gg 1$):

$$I_C \left[\frac{R_B}{\beta_F} + R_E \right] = V_{EB} - V_{BE}.$$

Scriem această ecuație pentru $T = T_1$ și $T = T_2$ și obținem

$$R_B = \frac{V_{BE}(T_2) - V_{BE}(T_1) + [I_C(T_2) - I_C(T_1)] R_E}{I_C(T_1)/\beta_F(T_1) - I_C(T_2)/\beta_F(T_2)}.$$

Punînd $I_C(T_1) = I_{C\,min}$ și $I_C(T_2) = I_{C\,max}$ și înlocuind datele numerice, găsim

$$R_B = \frac{-0{,}14 + (I_{C\,max} - 4) R_E}{0{,}04 - I_{C\,max}/150} \text{ (kΩ)},$$

unde $I_{C\,max}$ depinde de R_E. Reprezentarea funcției $R_B = R_B(R_E)$ pentru $R_E > 0$ apare în figura 4.15, *c*. Valorile caracteristice ale lui R_E sînt:

— valoarea $R_{E\infty}$ care face ca numitorul din formula de mai sus să se anuleze; se determină din condiția

$$I_{C\,max} = \frac{\beta_F(T_2)}{\beta_F(T_1)} I_{C\,min} = 6 \text{ mA} = \frac{7{,}5}{1 + R_{E\infty}};$$

se obține

$$R_{E\infty} = 0{,}25 \text{ k}\Omega ;$$

— valorile lui R_E care anulează pe R_B ; rezolvînd o ecuație de gradul doi găsim

$$R_{E1} = 0{,}044 \text{ k}\Omega ; \quad R_{E2} = 0{,}796 \text{ k}\Omega.$$

Fiecare punct de pe curba $R_B = R_B(R_E)$ reprezintă în principiu o soluție posibilă a problemei de proiectare, cel puțin atît timp cît nu impunem cerințe suplimentare care să ducă la precizarea perechii de valori (R_B, R_E).

Dacă examinăm cu atenție figura 4.15, *c* ajungem la concluzii noi. Fără îndoială că nu prezintă interes decît porțiunile curbei situate în primul cadran $(R_B, R_E \geqslant 0)$. Ne surprind însă o serie de fapte. Mai întîi este posibilă o soluție cu $R_E = 0$ (deci rezistența din emitor nu este strict necesară pentru stabilizarea punctului de funcționare). În al doilea rînd există o plajă de valori $(R_{E1} < R_E < R_{E\infty})$ aparent interzisă pentru R_E, cuprinsă între alte două plaje în care obținem un $R_B > 0$. În al treilea rînd, la rezistențe de emitor $R_E > R_{E2}$ proiectarea este imposibilă.

Un progres important în interpretarea diagramei din figura 4.15, *c* poate fi făcut observînd că R_B a fost obținut punînd condiția ca funcționarea corectă să fie asigurată *la limită* (la temperatura minimă să fim exact la limita de intrare în tăiere, la temperatura maximă — exact la limita pe care ne-am impus-o pentru a evita saturația). Putem alege perechi de valori (R_E, R_B) (deci puncte în planul din figura 4.15, *c*) pentru care se obține o stabilizare mai bună a punctului static de funcționare, astfel încît limitele să nu fie atinse la temperaturile extreme. Cu alte cuvinte, locul geometric al soluțiilor (R_E, R_B) este format din *zone din plan* și nu din porțiuni de curbă

Zona permisă din plan se găsește în cadranul *I* și este delimitată de curba, $R_B = R_B(R_E)$ și de axa $R_B = 0$. Trebuie să ne plasăm deasupra ramurii *A* a curbei și sub ramura *B*. Ambele afirmații pot fi verificate ușor. Amplasarea sub curba *B* poate fi acceptată pe considerente intuitive (la un R_E dat micșorarea lui R_B asigură o stabilizare mai bună deoarece variațiile potențialului bazei față de borna minus a sursei se reduc).

Amplasarea deasupra ramurii *A* a curbei este însă surprinzătoare. Pentru a putea accepta acest rezultat trebuie să observăm că $R_{E\infty} = 0{,}25$ kΩ constituie o delimitare a două regiuni calitativ diferite de lucru. Pentru $R_E > R_{E\infty}$

$$I_{B2} = \frac{I_{C\,max}}{\beta_F(T_2)} < \frac{I_{C\,min}}{\beta_F(T_1)} = I_{B1}.$$

Dacă lucrăm la limită $(I_C(T_2) = I_{C\,max},\ I_C(T_1) = I_{C\,min})$ atunci pentru $R_E > R_{E\infty}$ trebuie să asigurăm *scăderea curentului de bază* cu creșterea temperaturii. Această scădere se asigură prin reacția negativă dată de curentul $I_E \cong I_C$ care curge prin rezistența R_E. Pentru ca I_C să fie stabilizat într-o măsură suficientă la variațiile lui β_F este necesar ca rezistența R_B să fie suficient de mică etc.

În situația $R_E < R_{E\infty}$

$$I_{B2} = \frac{I_{C\,max}}{\beta_F(T_2)} > \frac{I_{C\,min}}{\beta_F(T_2)} = I_{C1},$$

deci *se tolerează creșterea curentului de bază cu creșterea temperaturii*. Acesta este motivul pentru care condițiile de proiectare se inversează. În particular, la $R_E = 0$ este necesar ca $R_B > 14$ kΩ pentru a reduce *creșterea curentului*

de bază cu creșterea temperaturii, datorită scăderii lui V_{BE}. Această observație ne conduce la o interpretare foarte interesantă a rezultatului. Pentru $R_E = R_{E,\infty}$, R_B poate avea orice valoare deoarece se asigură compensarea într-o măsură suficientă a efectelor a două cauze de variație a punctului static cu temperatura : variația lui β_F și respectiv variația lui V_{BE}. Dacă $R_E > R_{E,\infty}$ trebuie să avem un R_B suficient de mic pentru a reduce efectul variației lui β_F. Dacă $R_E < R_{E,\infty}$ trebuie să luăm un R_B suficient de mare pentru a reduce efectul variației lui V_{BE}.

Vom exemplifica cu date numerice. Luînd $R_E = 0$ și $R_B = 14$ kΩ deducem din $I_C(T_1) = I_{C\ min}$, $V_{BB} = 1{,}2$ V. Ca urmare $R_1 = 140$ kΩ și $R_2 = 15{,}55$ kΩ.

Se pot găsi soluții mai avantajoase care să ducă la un R_B mai mare (principalul argument este evitarea scurtcircuitării rezistenței de intrare a etajului).

O variantă este $R_E = 0$ și $R_2 \to \infty$ (deci $R_B = R_1$, $V_{BB} = V_{CC}$). Ca urmare, curentul de colector este dat de expresia

$$I_C = \frac{\beta_F(V_{CC} - V_{BE})}{R_B}.$$

Punînd condiția

$$I_C(T_1) = \frac{\beta_F(T_1)[V_{CC} - V_{BE}(T_1)]}{R_B} > I_{C\ min} = 4\ \text{mA}$$

obținem $R_B < 284$ kΩ. Similar,

$$I_C(T_2) = \frac{\beta_F(T_2)[V_{CC} - V_{BE}(T_2)]}{R_B} < I_{C\ max} = 7{,}5\ \text{mA}$$

și rezultă $R_B = 230$ kΩ. Alegem $R_B = R_1 = 270$ kΩ, care satisface ambele condiții și este suficient de mare.

Dacă alegem $R_E = 0{,}3$ kΩ, obținem $R_B = 254$ kΩ din curba $R_B = R_B(R_E)$. Putem proiecta la limită așa cum am procedat mai sus (pentru $R_E = 0$ și $R_B = 14$ kΩ). Acest calcul la limită nu este însă indicat deoarece, oricum, pentru R_1 și R_2 vom lua în calculul efectiv de proiectare valori standardizate, iar valorile reale din circuit vor fi diferite de cele din calcul în limitele toleranțelor. Funcționarea va fi satisfăcătoare și pentru un $R_B < 254$ kΩ.

Alegem $R_B = 150$ kΩ și mai impunem o condiție suplimentară :

$$I_C(T_2) \cong \frac{\beta_F(T_2)[V_{BB} - V_{BE}(T_2)]}{R_B + \beta_F(T_2)R_E} = 7\ \text{mA} < I_{C\ max}$$

obținînd $V_{BB} = 9{,}6$ V. În aceste condiții

$$I_C(T_1) \cong \frac{V_{BB} - V_{BE}(T_1)}{\frac{R_B}{\beta_F(T_1)} + R_E} = 4{,}97 \cong 5\ \text{mA} > I_{C\ min},$$

deci funcționarea este corectă. $V_{BB} = 9{,}6$ V și $R_B = 150$ kΩ furnizează $R_1 = 187{,}5$ kΩ și $R_2 = 4R_1 = 750$ kΩ. Se vor alege valori standardizate ca în problema 4.13.

Observație. Explicarea delimitării regiunii permise din planul $R_B - R_E$ (fig. 4.15, *c*) s-a făcut în bună măsură pe bază intuitivă pentru a pune în evidență fenomenele din circuit. Alegerea zonei permise poate fi însă justificată strict matematic.

Pentru exemplificare să considerăm expresia inițială a lui R_B în care cerem o stabilizare mai bună a punctului static de funcționare astfel încît

$$I_C(T_1) > I_{C\ min};\ I_C(T_2) < I_{C\ max},$$

în loc să punem $I_C(T_1) = I_{C\ min}$ și $I_C(T_2) = I_{C\ max}$ așa cum am făcut atunci cînd am determinat curba limită. Se observă că prin această modificare R_E scade atunci cînd $I_{C\ min}\beta_1(T_1) > I_{C\ max}\beta_1(T_2)$ (deci în zona $R_E > R_{E\infty}$) și R_B crește atunci cînd este valabilă inegalitatea opusă ($R_E < R_{E\infty}$), ceea ce explică poziția zonei permise în figura 4.15, c.

4.16. *Să se proiecteze circuitul din problema precedentă pentru a funcționa cu un semnal în colector cu amplitudinea de 9 V vîrf la vîrf. Toate celelalte date de proiectare rămîn identice.*

Rezolvare

Recalculăm ($V_1 = 4{,}5$ V)

$$I_{C\ min} = \frac{V_1}{R_C} = 4{,}5 \text{ mA};$$

$$I_{C\ max} = \frac{V_{CC} - (V_1 + 0{,}5)}{R_C + R_E} = \frac{7}{1 + R_E} \text{ (mA)}, \quad R_E \text{ în k}\Omega;$$

$$R_B = \frac{-0{,}14 + (I_{C\ max} - 4{,}5)R_E}{0{,}015 - I_{C\ max}/150}.$$

Reprezentarea grafică a lui $R_B = R_B(R_E)$ apare în figura 4.16. Curba taie axa $R_B = 0$ în punctele

$$R_{E1} = 0{,}099 \text{ k}\Omega, \quad R_{E2} = 0{,}314 \text{ k}\Omega.$$

Zona permisă în plan este situată în cadranul *I*, între curba $R_B(R_E)$ și axa $R_B = 0$.

De remarcat că pentru $R_E < R_{E1}$ este imposibilă satisfacerea condițiilor de proiectare (deci rezistența din emitor este strict necesară pentru stabilizarea punctului de funcționare). Dacă R_E este prea mare (depășește R_{E2}) proiectarea este iarăși imposibilă (căderea de tensiune continuă pe R_E este prea mare). Condițiile de proiectare sînt mai drastice decît în problema 4.15, deoarece amplitudinea semnalului a crescut de la 4 V la 4,5 V. Dacă am impune o amplitudine și mai mare (de exemplu $V_1 = 5$ V) am constatat că problema nu are soluție (curba nu intersectează axa $R_E = 0$).

Putem preciza valorile R_E, R_B din condiția ca R_E să fie maxim (cu scopul de a reduce pe cît posibil consumul de curent continuu prin rezistențele divizorului, precum și încărcarea sursei de semnal, deoarece R_B apare în paralel pe bornele de intrare). Maximul este destul de plat. Putem alege de pildă $R_E = 0{,}17$ kΩ. De aici $R_B = 4{,}95$ kΩ. Vom lua cu o anumită rezervă $R_B = 4$ kΩ și vom alege un $I_C(T_2) = 5{,}3$ mA (puțin sub $I_{C\ max} = 5{,}55$ mA). Din

$$I_C(T_2) = \frac{V_{BB} - V_{BE}(T_2)}{\frac{R_B}{\beta_1(T_2)} + R_E} = 5{,}3 \text{ mA},$$

cu $R_E = 4$ kΩ și $R_E = 0{,}17$ kΩ găsim $V_{BB} = 1{,}54$ V, $R_1 = 31$ kΩ, $R_2 = 4{,}6$ kΩ. Se pot alege valori standardizate etc.

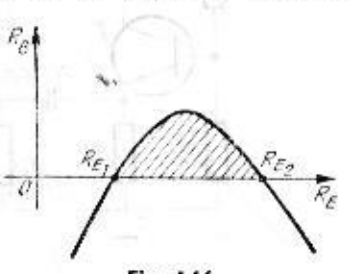


Fig. 4.16

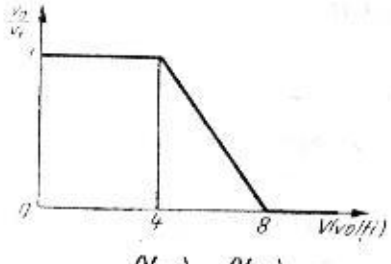


Fig. 7.10, b

în condiția

$$V_o \ll V_{T1} - V_{T2}.$$

Oricum v_i și v_0 trebuie să fie suficient de mici pentru ca tranzistoarele să lucreze în regiunea liniară a caracteristicilor.

Caracteristica $\frac{v_0}{v_i} = f(V)$ este reprezentată în figura 7.10, *b*. Se obține o variație liniară a raportului de atenuare cu tensiunea de comandă. Pentru $V < V_{T2}$ tranzistorul T_2 este blocat. Pentru $V > V_{T1}$ se blochează T_1.

7.11. *Să se determine limitele între care poate varia tensiunea* V_{DS} *în circuitul din figură astfel încît acesta să se comporte ca o rezistență liniară controlată în tensiune de* V_{GG}.

Rezolvare

Neglijînd curentul care se scurge prin rezistențele R de valoare foarte mare, curentul care este absorbit de circuit este chiar i_D. Folosim ecuația

$$I_D = 2\beta\left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$

dedusă în problema 7.3. Ținînd seama că

$$V_{GS} = \frac{V_{GG} + V_{DS}}{2},$$

obținem

$$I_D = \beta(V_{GG} - 2V_T)V_{DS},$$

deci

$$g_d = \beta(V_{GG} - 2V_T) = \frac{1}{r_d},$$

adică o conductanță (sau rezistență) controlată în tensiune.

Domeniul de validitate a relației liniare $I_D - V_{DS}$ deduse mai sus se obține astfel. Pentru V_{DS} pozitiv impunem $V_{DS} \leqslant V_{GS\,sat} = V_{GS} - V_T$, unde V_{GS} are expresia de mai sus și obținem

$$V_{DS} \leqslant V_{GG} - 2V_T > 0 \quad (V_{GG} > 2V_T).$$

Dacă V_{DS} este negativ și $V_{GS} > V_T$ nu există nici o restricție de aplicare a ecuației caracteristicii $I_D = I_D(V_{GS}, V_{DS})$. Să observăm însă că V_{DS} negativ tinde să coboare potențialul porții. Impunînd

$$V_{GS} = \frac{V_{GG} + V_{DS}}{2} \geqslant V_T,$$

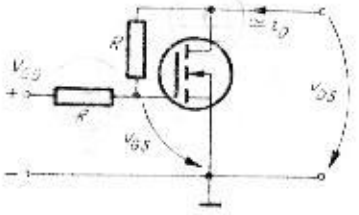


Fig. 7.11

obținem

$$V_{DS} \geqslant 2V_T - V_{GG} < 0.$$

Ca urmare, plaja de valori permise pentru V_{DS} este cuprinsă între valorile

$$V_{DS} = \pm(V_{GG} - 2V_T).$$

Observație. Ca urmare a reacției negative aplicate prin rezistențele R, caracteristicile $I_D = I_D(V_{DS})$ apar liniarizate pe o plajă mult mai largă.

7.12. *Considerăm etajul „inversor" cu tranzistor* MOS *din figura 7.12, a. Tranzistorul cu canal n are* $V_T = 4\ V$ *și* $\beta = 0{,}01\ mA/V^2$. *Să se determine rezistența* R_D *minimă necesară pentru o funcționare corectă a etajului în cascadă cu alte etaje identice.*

Rezolvare

Funcționarea etajului poate fi înțeleasă cu referire la dreapta de sarcină în planul caracteristicilor de transfer (fig. 7.12, *b*). Atunci cînd $v_i = v_{GS}$ depășește V_T, punctul de funcționare urcă pe dreapta de sarcină, i_D crește și $v_{DS} = v_0$ scade. Scăderea lui v_0 cu creșterea lui v_i este destul de lentă datorită formei specifice a caracteristicilor statice.

O variație mai abruptă se poate obține cu o rezistență de sarcină mai mare. Caracteristicile de transfer $v_0 = v_0(v_i)$ sînt schițate în figura 7.12, *c*. Limita (teoretică) a funcționării în saturație corespunde dreptei $v_0 = v_i - V_T$ ($v_{DS\,sat} = v_{GS} - V_T$): cînd punctul de funcționare a coborît sub această linie, dispozitivul a ieșit din saturație.

Etajul este „inversor" deoarece atunci cînd intrarea este la potențial ridicat ieșirea este la potențial coborît și invers.

În circuitul de față atunci cînd ieșirea este „sus" tranzistorul este blocat și $v_0 = V_{DD}$. Această tensiune comandă deschiderea tranzistorului dintr-un etaj similar care are intrarea (poarta) legată la ieșirea (drena) tranzistorului din etajul studiat. Pentru aceasta $V_{DD} > V_T$ (condiție banală). Pe de altă parte, ieșirea celui de-al doilea tranzistor trebuie să se afle la un potențial suficient de coborît pentru ca cel de-al treilea tranzistor așezat în cascadă să fie blocat. Aceasta a doua condiție necesită o caracteristică de transfer suficient de abruptă, deci o rezistență R_D suficient de mare.

Ecuația caracteristicii de transfer este în principiu ($v_i \equiv v_{GS}$, $v_0 \equiv v_{DS}$)

$$i_D = i_D(v_{GS}, v_{DS}) = i_D(v_i, v_0) = \frac{V_{DD} - v_0}{R_D}.$$

Expresia analitică este diferită în funcție de modul de funcționare al tranzistorului. Prima zonă este cea de tăiere (blocare)

$$v_i \leqslant V_T,\ v_0 = V_{DD}.$$

Cea de-a doua zonă corespunde funcționării în saturație. Aici

$$i_D = \beta(V_{GS} - V_T)^2 = \beta(v_i - V_T)^2 = \frac{V_{DD} - v_0}{R_D}$$

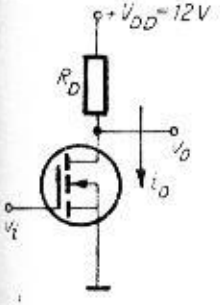


Fig. 7.12, a

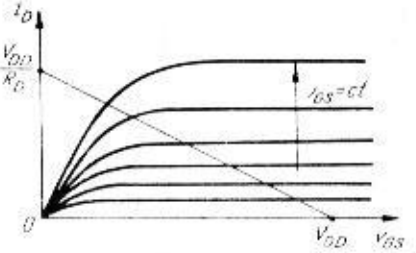


Fig. 7.12, b

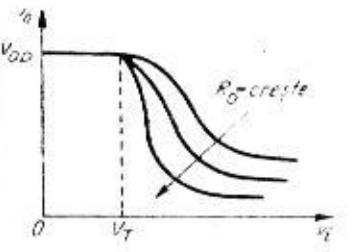


Fig. 7.12, c

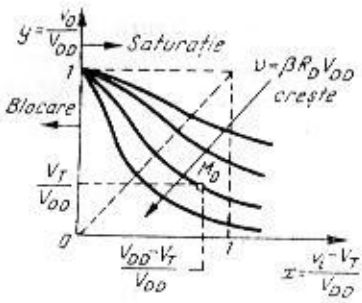


Fig. 7.12, d

Introducînd variabilele normate

$$y = \frac{v_0}{V_{DD}}\ ;\ x = \frac{v_i - V_T}{V_{DD}},$$

obținem ecuația

$$y = 1 - \nu x^2,$$

unde parametrul fără dimensiuni ν are expresia

$$\nu = \beta R_D V_{DD}.$$

În cea de-a treia zonă

$$i_D = 2\beta\left[(v_{GS} - V_T)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right] = 2\beta\left[(v_i - V_T)v_0 - \frac{v_0^2}{2}\right] = \frac{V_{DD} - v_0}{R_D}.$$

Folosind aceeași normare obținem

$$x = \frac{\nu y^2 - y + 1}{2\nu y}.$$

Curbele corespunzătoare (ν = parametru) se vor racorda la cele din zona a doua pe linia $y = x$ care corespunde limitei regiunii de saturație (fig. 7.12, *d*).

Pentru cuplarea etajelor se va cere, la limită, $v_{DS} = V_T$ pentru $v_{GS} = V_{DD}$. Acesta este punctul M_0 de coordonate V_T/V_{DD} și $(V_{DD} - V_T)/V_{DD}$. Prin punctul M_0 trece curba $\nu = \nu_0$. În cazul în care $V_{DD} > 2\,V_T$ (ca în problema noastră) ne găsim în cea de-a treia zonă. Notînd $\varepsilon = V_T/V_{DD}$, coordonatele punctului sînt $x = 1 - \varepsilon$ și $y = \varepsilon$. În cazul numeric din enunț $\varepsilon = 4/12 = 1/3$.

Din ecuația caracteristicilor deducem

$$\nu_0 = \frac{1 - \varepsilon}{\varepsilon(2 - 3\varepsilon)} = 2,$$

de unde

$$R_D = R_{D,\,min} = \frac{\nu_0}{\beta V_{DD}} = \frac{2}{0{,}01 \cdot 12} = 16{,}7\ \text{k}\Omega.$$

Pentru funcționarea corectă este necesar ca $R_D > R_{D\,min}$, de pildă $R_D = 20\ \text{k}\Omega$.

8. ALTE DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE CU JONCȚIUNE

BREVIAR TEORETIC

● **Dioda pnpn.** Dioda *pnpn* este dispozitivul cu trei joncțiuni din figura 8.0, *a*. Forma caracteristicii statice apare în figura 8.0, *b*. V_{B0} este tensiunea de amorsare, I_H este curentul de menținere, iar V_H tensiunea corespunzătoare lui I_H. Înainte de amorsare curentul continuu prin dispozitiv este

$$i_A = \frac{I_{02}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})},$$

unde I_{02} este curentul rezidual al joncțiunii centrale J_2, iar α_{F1} și α_{F2} — factorii de amplificare în curent corespunzători amplificării directe a tranzistoarelor $p_1n_2p_3$, respectiv $n_4p_3n_2$.

Atunci cînd tensiunea anodică v_A variază rapid,

$$i_A = \frac{I_{02} + C_j \frac{dv_A}{dt}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})},$$

unde C_j este capacitatea de barieră a joncțiunii J_2 (valoare medie).

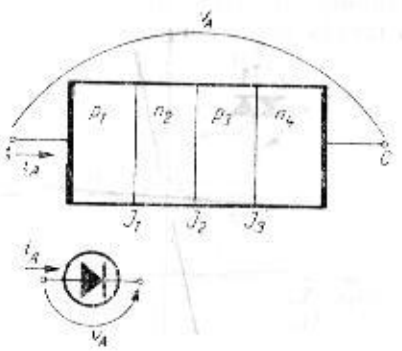


Fig. 8.0, a

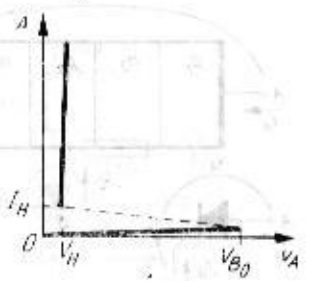


Fig. 8.0, b

Amorsarea are loc atunci cînd $(\alpha_{F1} + \alpha_{F2})$ crește și tinde la 1, provocînd $i_A \to \infty$ (creștere nelimitată a curentului). Creșterea factorilor de amplificare are loc datorită creșterii curentului i_A sau a temperaturii. Creșterea curentului poate avea loc și datorită fenomenului de multiplicare în avalanșă. În acest caz

$$i_A = \frac{MI_{a2}}{1 - M(\alpha_{F1} + \alpha_{F2})}$$

unde, neglijînd căderea de tensiune pe joncțiunile J_1 și J_3 deschise,

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_A}{|V_{BR}|}\right)^n}$$

este factorul de multiplicare în avalanșă. V_{BR} este tensiunea de străpungere a joncțiunii J_2, iar n — un exponent numeric. Amorsarea are loc atunci cînd

$$\alpha_{F1} + \alpha_{F2} \to \frac{1}{M} < 1$$

la tensiunea $V_{BR} < |V_{BR}|$, indicată pe figura 8.0, *a*.

● **Tiristorul** — Tiristorul convențional este o structură *pnpn* care are un al treilea electrod, poarta (notată cu *G* pe figura 8.0, *c*). Înainte de amorsare curentul anodic i_A este controlat prin curentul de poartă i_G:

$$i_A = \frac{M\alpha_{F2} i_G + MI_{a2}}{1 - M(\alpha_{F1} + \alpha_{F2})}$$

și, deoarece α_{F1} și α_{F2} depind de curent (în plaja curenților mici cresc cu curentul), curentul i_G controlează tensiunea de amorsare a tiristorului.

În aplicațiile practice tiristorul se utilizează ca un element redresor comandat. În momentul în care se aplică un impuls de curent pe poartă, tiristorul se amorsează și trece în starea de rezistență mică. Dezamorsarea (blocarea) are loc prin scăderea curentului prin dispozitiv sub o anumită valoare de menținere. Tiristorul nu se amorsează dacă tensiunea aplicată pe poartă este mai mică decît v_{GT}.

● **Triacul** este un dispozitiv cu cinci straturi echivalent cu două tiristoare așezate în antiparalel, cu un electrod poartă comun (stratul din mijloc). Caracteristica curent-tensiune are în ambele sensuri forma caracteristicii directe a diodei *pnpn* (fig. 8.0, *d*).

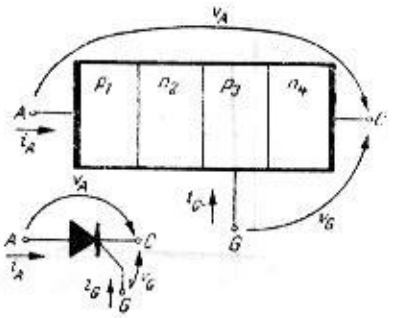


Fig. 8.0, c

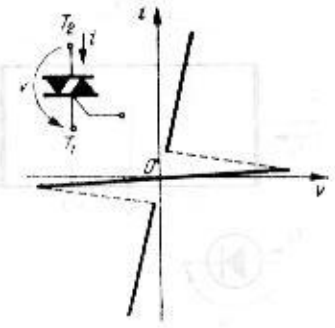


Fig. 8.0, d

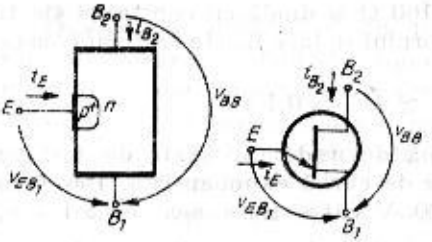


Fig. 8.0, e

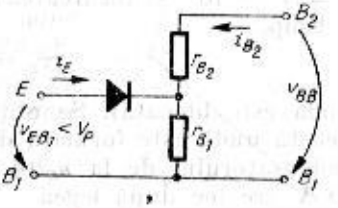


Fig. 8.0, f

Comanda pe poartă se face cu impulsuri de polarități diferite pentru fiecare dintre sensurile curentului principal.

Diacul este un triac fără poartă.

● **Tranzistorul unijoncțiune** are structura din figura 8.0, *e* și poate fi modelat cu circuitul echivalent din figura 8.0, *f*. Joncțiunea *pn* se deschide atunci cînd se atinge tensiunea de vîrf

$$V_p = V_0 + \eta V_{BB},$$

unde V_0 este tensiunea prag a joncțiunii *pn*, și η este factorul de divizare intrinsec :

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}}$$

($r_{BB} = r_{B1} + r_{B2}$ este rezistența interbază). După depășirea tensiunii prag se trece în starea de rezistență mică, r_{B1} scade foarte mult datorită injecției. Dispozitivul are caracteristici $V_{EB1} = V_{EB1}(i_E)$ cu rezistență negativă la fel ca dioda *pnpn* și tiristorul (a se vedea figurile 8.12, *b* și 8.13, *b*).

PROBLEME REZOLVATE

8.1. *Dioda* pnpn *cu caracteristica dată în figura 8.1, a funcționează în circuitul din figura 8.1, b. Să se calculeze și să se reprezinte* $v_c(t)$.

Rezolvare

Dioda intră în stare de conducție atunci cînd v_A crește și atinge $V_{BO} = 20$ V. Ea se blochează atunci cînd i_A scade sub $I_H = 1$ mA. Descăr-

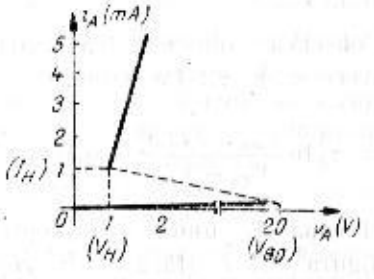


Fig. 8.1, a

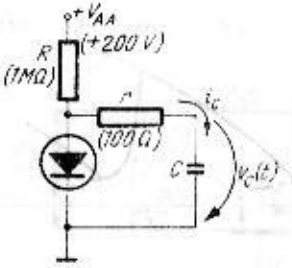


Fig. 8.1, b

carea condensatorului are loc prin $r = 100\ \Omega$ și diodă cu constanta de timp $\tau_1 = rC = 10^{-5}$ s. Încărcarea condensatorului se face foarte lent, cu constanta de timp

$$\tau_2 = C(R + r) \cong RC = 0{,}1 \text{ s}$$

(dioda este blocată). Se obține o formă de undă „în dinte de ferăstrău". Această undă este formată din porțiuni de curbă exponențială. Descărcarea condensatorului de la $v_C(0) = V_{BB} = 20$ V către tensiunea $v_C(\infty) = v_A \cong$ $\cong 0$ V are loc după legea

$$v_c(t) = v_c(\infty) + [v(0) - v_c(\infty)] \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right).$$

Procesul se întrerupe în momentul T_1 în care i_A scade sub $I_H = 1$ mA. Curentul prin dispozitiv este

$$i_A = \frac{V_{AA} - v_A}{R} - i_c \cong \frac{V_{AA}}{R} - C\frac{dv_c}{dt}.$$

Folosind expresia de mai sus a lui $v_c(t)$ găsim

$$T_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{BB} - V_H}{r\left(I_H - \dfrac{V_{AA}}{R}\right)} = 5{,}47\ \tau_1 = 5{,}47 \cdot 10^{-5} \text{ s}.$$

Tensiunea pe condensator în momentul blocării diodei este

$$v_C(T_1) = V_H + r\left(I_H - \frac{V_{AA}}{R}\right) = 1{,}08 \cong 1{,}1 \text{ V}.$$

Încărcarea condensatorului se face acum către valoarea finală $v_C^*(\infty) = -V_{AA} = 200$ V, după legea

$$v_c(t) = v_C^*(\infty) + [v_c(T_1) - v_C^*(\infty)] \exp -\frac{(t - T_1)}{\tau_2}.$$

Procesul se oprește atunci cînd

$$v_A(t) = v_c(t) + ri_c(t) = v_c(t) + \tau_1 \frac{dv_c(t)}{dt}$$

atinge tensiunea $V_{BB} = 20$ V la momentul $T_1 + T_2$

$$v_A(T_1 + T_2) = V_{BB}.$$

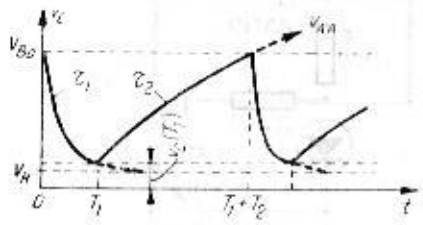


Fig. 8.1, c

Se observă imediat că $v_A(t) \cong v_c(t)$ deoarece $\tau_2 \gg \tau_1$. Ca urmare

$$T_2 \cong \tau_2 \ln \frac{V_{BB} - v_c(T_1)}{V_{BB} - V_{BB}} = 0{,}1\ \tau_2 = 10^{-2} \text{ s}.$$

Forma de undă este reprezentată în figura 8.1, c (fără a fi respectată scara).

8.2. *Se consideră dioda pupn cu caracteristica de amorsare dată în figura 8.2 și având capacitatea de barieră a joncțiunii centrale* $C_j = 25$ *pF.*

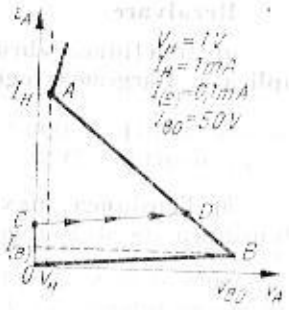


Fig. 8.2

a) Se aplică acestei diode o tensiune rampă cu panta $\alpha = 5$ *V/μs. Se cere să se afle timpul după care are loc amorsarea și tensiunea de amorsare.*

b) Să se repete punctul a pentru $\alpha = 20$ *V/μs.*

c) Ce se întîmplă cînd α *este foarte mic ?*

Rezolvare

a) În polarizare directă practic întreaga tensiune se aplică joncțiunii centrale. Dioda poate fi modelată prin capacitatea C_j în paralel cu rezistența $R = 50$ V/0,1 mA $=$ $= 500$ kΩ determinată de pe caracteristică (fig. 8.2). Curentul prin diodă ascultă de legea

$$i_A(t) = \frac{v_A(t)}{R} + C_j \frac{dv_A(t)}{dt},$$

unde $v_A(t) = \alpha t$. Ecuația „caracteristicii dinamice" este

$$i_A(t) = 0{,}125 + 0{,}002\, v_A(t)$$

(deci o linie dreaptă, CD, în planul caracteristicii, paralelă cu OB — fig. 8.2). Intersectînd cu dreapta

$$i_A = 0{,}1 + \frac{0{,}9}{49}(50 - v_A)$$

a porțiunii AB a caracteristicii care modelează dependența tensiunii de amorsare de curent, obținem abscisa punctului de intersecție, D, și anume $v_A = 43{,}9$ V, tensiune la care are loc amorsarea (deschiderea) diodei. Se calculează apoi timpul de amorsare $v_A/\alpha = 8{,}78$ μs.

b) Cu $\alpha = 20$ V/μs dreapta CD are ecuația

$$i_A(t) = 0{,}5 + 0{,}002\, v_A(t)$$

și amorsarea are loc la 25,5 V, după numai 1,27 μs.

c) Dacă α este foarte mic încărcarea are loc după linia OB și amorsarea are loc la tensiunea de 50 V.

8.3. *Se consideră structura unidimensională de tiristor din figura 8.3, cu joncțiuni abrupte asimetrice* ($N_{A1} = N_{A3} = 10^{18}$ *cm*$^{-3}$, $N_{D2} = 1{,}45 \cdot 10^{14}$ *cm*$^{-3}$, $N_{D4} = 10^{21}$ *cm*$^{-3}$). *Să se determine :*

a) lărgimea regiunii de trecere a joncțiunii J_2 *pentru* $V_A = 1\,000$ V ;

b) Tensiunea maximă de blocare în polarizare directă, considerînd că străpungerea are loc prin atingerea cîmpului critic $E_{cr} = 30$ *V/μm (siliciu) ;*

c) lățimea regiunii de trecere a joncțiunii J_2 *la străpungere ;*

d) tensiunea maximă de blocare în polarizare inversă și lărgimea regiunii de trecere a joncțiunii de blocare la această tensiune.

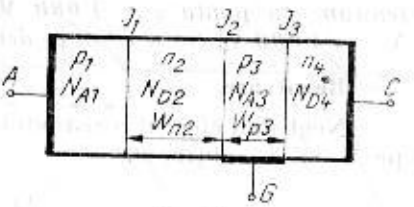


Fig. 8.3

Rezolvare

a) Joncțiunea abruptă J_2 ($N_{D2} \gg N_{A3}$) suportă practic toată tensiunea aplicată. Lărgimea regiunii de trecere este

$$l_2 \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon V_A}{qN_{D2}}} = 94{,}5\ \mu\text{m}.$$

b) Tensiunea maximă de blocare în polarizare directă este egală cu tensiunea de străpungere:

$$V_{BD} = \frac{\varepsilon E_{cr}^2}{2qN_{D2}} = 2\,010\ \text{V}.$$

c) Folosind relația de la punctul *a* (cu V_{BD} în locul lui V_A) găsim $l_2 = 131\ \mu\text{m}$.

d) Tensiunile de străpungere ale joncțiunilor J_1 și J_3 sînt

$$V_{BR1} = \frac{\varepsilon E_{cr}^2}{2qN_{D2}} = 2\,010\ \text{V}; \quad V_{BR3} = \frac{\varepsilon E_{cr}^2}{2qN_{A3}} = 0{,}29\ \text{V},$$

deci tensiunea de blocare în polarizare inversă este $V_{BR} = V_{BR1} = 2\,010$ V și $l_1 = l_2 = 131\ \mu\text{m}$.

8.4. *Se consideră un tiristor cu factorii de amplificare în curent ai tranzistoarelor $\alpha_{F1} = 0{,}1$, $\alpha_{F2} = 0{,}8$ și curentul rezidual al joncțiunii J_2, $I_{02} = 0{,}1$ mA. Să se determine:*

a) *curentul prin structură cu poarta în gol;*

b) *același curent atunci cînd se injectează $i_G = 10$ mA;*

c) *curentul de poartă care trebuie injectat pentru a obține $i_A = 2{,}53$ A, știind că la acest curent $\alpha'_{F1} = 0{,}15$ și $\alpha'_{F2} = 0{,}84$.*

Rezolvare

a) Pentru $i_G = 0$

$$i_A = \frac{I_{02}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} = 1\ \text{mA}.$$

b) Pentru $i_G = 10$ mA

$$i_A = \frac{\alpha_{F2} i_G + I_{02}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} = 81\ \text{mA}.$$

c) Se calculează

$$i_G = \frac{1}{\alpha'_{F2}} \{ i_A [1 - (\alpha'_{F1} + \alpha'_{F2})] - I_{02} \} = 30\ \text{mA}.$$

8.5. *Considerăm un tiristor cu joncțiuni abrupte asimetrice și $N_{D2} = 6 \cdot 10^{13}\ \text{cm}^{-3}$ (fig. 8.3). Pentru deschiderea tiristorului se aplică o rampă de tensiune cu panta $\sigma = 1\,000$ V/μs. Valoarea finală a tensiunii aplicate este $V_A = 1\,000$ V. Să se estimeze densitatea curentului prin dispozitiv.*

Rezolvare

Neglijînd efectul rezistenței joncțiunii J_2, precum și căderile de tensiune pe J_1 și J_2, obținem

$$j_A \cong C_j \frac{dv_A}{dt} = \sigma C_j,$$

unde capacitatea pe unitate de arie este

$$C_j = \left(\frac{q\varepsilon N_{D2}}{2V_A}\right)^{1/2}$$

și are valoarea $C_j = 70{,}53$ pF/cm² la $v_A = V_{A\,max} = 1\,000$ V. Ținînd seama că C_j variază cu V_A și luînd o valoare „medie" $\bar{C}_j = 2\,C_j$, obținem $j_A = 2\,\alpha C_j = 141$ mA/cm².

8.6. *Schema din figura 8.6 este alimentată cu o tensiune alternativă,* v_i. *Să se determine rezistențele* R_A *și* R_G *știind că tiristorul trebuie să se amorseze cînd* $v_A = 5$ V. *Tiristorul are* $I_H = 100$ mA *și* $v_G = 3$ V *la curentul minim de amorsare* $i_G = 50$ mA, *iar dioda* D *are în conducție* $v_D = 0{,}7$ V. *Care este valoarea curentului* i_G *după amorsare ? Care este rolul diodei* D *?*

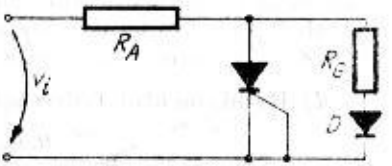


Fig. 8.6

Rezolvare

În momentul amorsării

$$v_A = R_G i_G + v_D + v_G,$$

de unde $R_G \leqslant 26\ \Omega$.

Pentru ca după amorsare tiristorul să rămînă în conducție, trebuie ca $R_A \ll v_A / I_H = 50\ \Omega$. După amorsare tensiunea pe tiristor scade la valoarea de conducție $V_H \cong 1$ V și curentul i_G se întrerupe. Dioda D are rolul de a proteja joncțiunea de poartă în timpul alternanței negative.

8.7. *În schema din figura 8.7, a circuitul de control* CC *comandă amorsarea tiristorului cu* $90°$ *după începutul fiecărei alternanțe pozitive. Cunoscînd valoarea eficace a tensiunii alternative egală cu* 300 V *și neglijînd căderea de tensiune pe tiristorul în conducție, se cere să se determine :*

a) *curentul mediu prin sarcină ;*

b) *puterea disipată în sarcină ;*

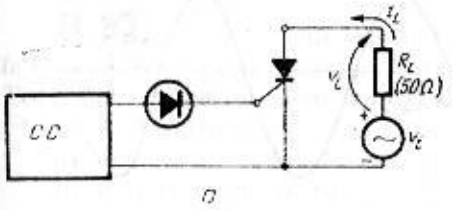
c) *valoarea eficace a curentului în sarcină ;*

d) *randamentul redresării în sarcină.*

Rezolvare

a) Figura 8.7, *b* reprezintă tensiunea

$$v_i = V_M \sin \omega t, \quad V_M = 300\sqrt{2}\ \text{V}$$



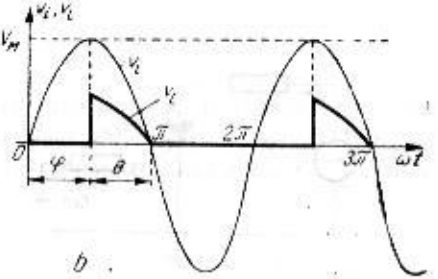


Fig. 8.7

din circuitul anodic și curentul de sarcină corespunzător ($\varphi = 90°$). Componenta continuă a curentului de sarcină este

$$I_{L0} = \frac{V_M}{2\pi R_L}(1 + \cos\varphi) = 1{,}35 \text{ A}.$$

b) Puterea totală disipată în sarcină este

$$P_L = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} R_L i_L^2 \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \frac{V_M^2}{R_L}\sin^2 \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = 450 \text{ W}.$$

c) Valoarea eficace a curentului prin sarcină este

$$I_{L\,ef} = \sqrt{\frac{P_L}{R_L}} = 3 \text{ A}.$$

d) Randamentul redresării este

$$\eta = \frac{R_L I_{L0}^2}{R_L I_{L\,ef}^2} = \left(\frac{I_{L0}}{I_{L\,ef}}\right)^2 = 0{,}20 \ (20\%).$$

Puterea disipată pe tiristor este relativ redusă.

8.8. *În circuitul din figura 8.8, a aprinderea tiristorului este comandată cu o tensiune continuă reglabilă, V_{GG}. Cunoscînd $v_i = V_M \sin \omega t$ cu $V_M = 100$ V și $R_L = 50\ \Omega$, să se determine:*

a) *domeniul de variație a unghiului de conducție al tiristorului;*

b) *domeniul de variație posibil al componentei continue a curentului prin sarcină.*

Rezolvare

a) Amorsarea are loc atunci cînd $v_i(t)$ ajunge egală cu tensiunea de aprindere V_{B0}, care este o funcție de V_{GG}. Este necesar ca $V_M > V_{B0}(V_{GG})$ pentru a determina unghiul de conducție θ (fig. 8.7, *b*). Domeniul posibil de conducție este $\frac{\pi}{2} \leqslant \theta \leqslant \pi$.

b) Componenta continuă a curentului prin sarcină este

$$I_{L0} = \frac{V_M}{2\pi R_L}(1 + \cos\varphi)$$

și variază între 0,318 A pentru $\varphi = \frac{\pi}{2}\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right)$ și 0,636 A pentru $\varphi = 0$ $(\theta = \pi)$.

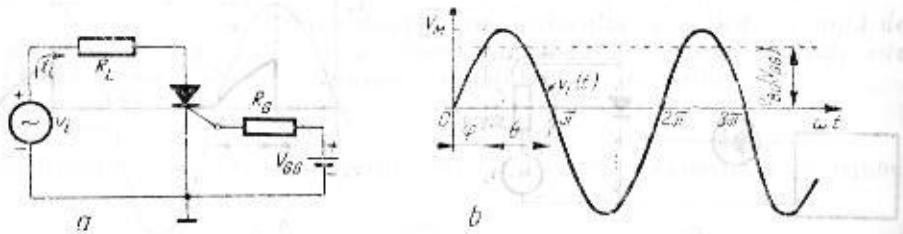


Fig. 8.8

8.9. *În redresorul comandat din figura 8.9, a circuitul de control este format dintr-o rezistență* R, *un condensator* C = *0,1 μF, sursa de tensiune continuă* V_{GG} = *60 V și o diodă* pnpn *cu* V_{B0} = *32 V,* V_H = *1 V,* I_H = *100 μA. Pentru simplitate se idealizează comportarea tiristorului: tensiunile pe joncțiunile deschise sînt nule. Se cere să se determine rezistența R astfel încît unghiul de conducție să fie* θ = *45° (cu* ω/2π = *50 Hz). Se va verifica că dioda* pnpn *rămîne în conducție după amorsarea tiristorului.*

Rezolvare

a) Admitem că dioda este deschisă un anumit interval de timp și $v_C = V_H = const.$ În momentul în care tiristorul este polarizat invers, dioda *pnpn* se blochează și $v_C(t)$ crește exponențial (cu constanta de timp $\tau = RC$) de la V_H către V_{GG}. În momentul în care se atinge însă tensiunea V_{B0} dioda se deschide din nou (cu condiția ca tensiunea anodică a tiristorului să fi devenit între timp pozitivă) și tensiunea pe condensator scade brusc (fig. 8.9, *b*).

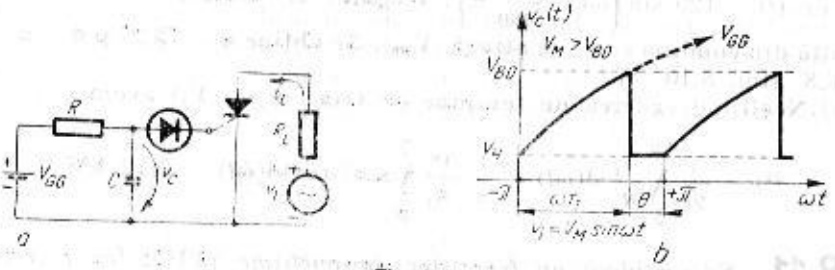


Fig. 8.9

Timpul de încărcare al condensatorului se calculează cu formula

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{GG} - V_H}{V_{GG} - V_{B0}} = 0.745RC,$$

iar (fig. 8.8, *b*)

$$\omega T_1 = 2\pi - \theta,$$

unde θ este unghiul de conducție al tiristorului. Intervalul de conducție al tiristorului este cuprins între momentul în care $v_i(t)$ atinge V_{B0}, iar dioda *pnpn* furnizează impulsul ce deschide tiristorul ($\omega t = \pi - \theta$), și momentul în care tensiunea $v_i(t)$ devine negativă ($\omega t = \pi$). Cu θ = π/4 impus în enunț se obține $R = 201$ kΩ.

Pentru ca procesele să se desfășoare așa cum au fost descrise mai sus, este necesar ca dioda să rămînă deschisă pînă la blocarea tiristorului. Curentul care curge prin diodă este într-adevăr

$$I = \frac{V_{GG} - V_H}{R} = 0{,}294 \text{ mA} > I_H, \quad \omega t = \pi \leqslant \omega t \leqslant \pi.$$

8.10. *Circuitul din figura 8.10, a reglează puterea de curent alternativ în sarcină cu ajutorul triacului* T. *Valoarea eficace a tensiunii* v_i *este de 300 V. Tensiunea de amorsare a diacului* D *din circuitul de comandă este* $V_{B0} = \pm 2{,}8$ V. *Se cere să se determine:*

a) *unghiul de conducție al triacului;*
b) *puterea totală în sarcină.*

Se neglijează tensiunile în conducție pe triac și diac.

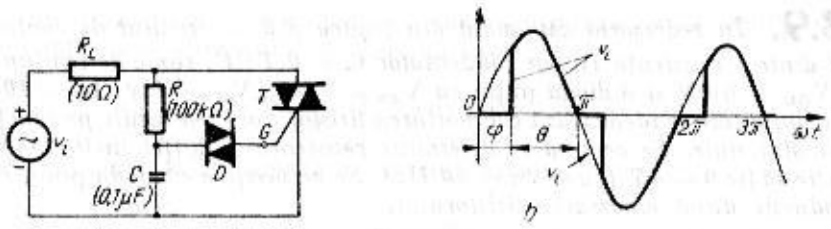


Fig. 8.10

Rezolvare

a) Tensiunea pe condensator este ($v_i = V \sin \omega t$, $V = 300\sqrt{2}$ V)

$$\underline{V}_C = \frac{1/j\omega C}{R_L + R + 1/j\omega C}\underline{V} = 129\,\underline{|-72^\circ}$$

și deci $v_C(t) = 129 \sin\left(\omega t - \frac{72}{180}\pi\right)$. Unghiul de deschidere (de întîrziere) φ rezultă din condiția ca v_C să atingă $|V_{B0}|$. Se obține $\varphi = 73{,}2°$ și $\theta = \pi - \varphi = 106{,}8°$ (fig. 8.10, *b*).

b) Neglijînd căderea de tensiune pe triac ($v_L = V_t$) avem

$$P_L = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \frac{v_L^2}{R_L}\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\,\frac{V^2}{R_L}\int_\varphi^\pi \sin^2(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) = 6{,}12\ \text{kW}.$$

8.11. *Se consideră un tranzistor unijoncțiune* (TUJ) *cu o rezistență* R_{B_2} *în serie cu baza* B_2 *(fig. 8.11, a)*:

a) *Să se arate că tensiunea de vîrf se poate scrie*

$$V_p = V_\gamma + \eta V_{BB} - \frac{\eta V_{BB} R_{B_2}}{r_{BB}},$$

unde $r_{BB} \gg R_{B_2}$;

b) *Să se determine* R_{B_2} *astfel încît tensiunea* V_p *să fie practic independentă de temperatură. Coeficientul de temperatură al rezistenței* R_2 *este 0,008/°C, al rezistenței interbază* r_{BB} *este 0,004/°C și al tensiunii prag* V_γ *este* $-2{,}5$ *mV/°C. Coeficientul* η *se presupune independent de temperatură.*

c) *Se adaugă și o rezistență* $R_{B_1} \ll r_{BB}$ *în serie cu baza* B_1 *(fig. 8.11, b). Să se arate în ce condiții se păstrează proprietatea de la punctul* b. *Se admite că* R_{B_1} *și* R_{B_2} *au același coeficient de temperatură.*

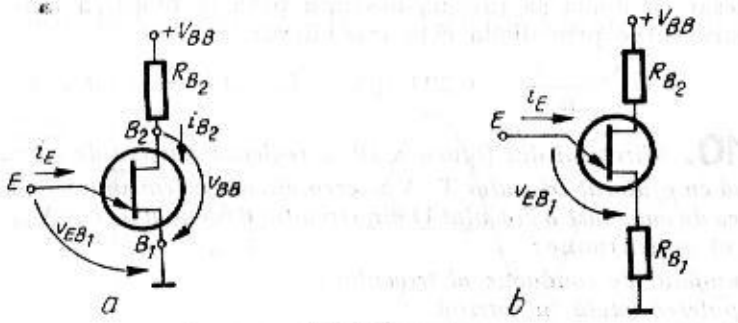


Fig. 8.11

Rezolvare

a) Tensiunea de vîrf la care se deschide joncțiunea *pn* a dispozitivului este (fig. 8.11, *a*)

$$V_p = V_\gamma + V_{BB}\frac{r_{B1}}{r_{BB} + R_{B2}}.$$

Dacă $R_{B2} \ll r_{BB}$, atunci

$$\frac{r_{B1}}{r_{BB} + R_2} = \frac{\eta}{1 + R_{B2}/r_{BB}} \cong \eta\left(1 - \frac{R_{B2}}{r_{BB}}\right)$$

și se obține expresia din enunț.

b) Dacă se alege

$$R_{B2} = \frac{V_\gamma r_{BB}}{\eta V_{BB}},$$

atunci $V_p = \eta V_{BB}$. Condiția de mai sus nu poate fi însă satisfăcută decît la o anumită temperatură. Se poate însă verifica prin calcul numeric că variația cu temperatura a lui V_p este foarte redusă.

Calculăm, folosind valoarea uzuală a tensiunii prag $V_\gamma = 0{,}6$ V,

$$\frac{dV_p}{dT} = \frac{\partial V_p}{\partial r_{BB}}\cdot\frac{dr_{BB}}{dT} + \frac{\partial V_p}{\partial R_{B2}}\cdot\frac{dR_{B2}}{dT} + \frac{\partial V_p}{\partial V_\gamma}\cdot\frac{dV_\gamma}{dT} =$$

$$= \eta\frac{V_{BB}R_{B2}}{r_{BB}^2}(0{,}008 r_{BB}) - \frac{\eta V_{BB}}{r_{BB}}(0{,}004 R_{B2}) - 0{,}0025 =$$

$$= 0{,}004\frac{\eta V_{BB}R_{B2}}{r_{BB}} - 0{,}0025 = 0{,}004 V_\gamma - 0{,}0025 = -10^{-4}\ \text{mV/°C}.$$

c) Adăugînd o rezistență R_{B1} în baza B_1 (fig. 8.11, *b*),

$$V_p = V_\gamma + V_{BB}\frac{R_{B2} + r_{B1}}{R_{B1} + R_{B2} + r_{BB}} = V_\gamma + V_{BB}\frac{(R_{B1} + r_{B1})r_{BB}}{1 + (R_{B1} + R_{B2})r_{BB}} \cong$$

$$\cong V_\gamma + V_{BB}\frac{R_{B2} + r_{B1}}{r_{BB}}\left(1 - \frac{R_{B1} + R_{B2}}{r_{BB}}\right) = V_\gamma + V_{BB}\left(\eta + \frac{R_{B1}}{r_{BB}}\right)\cdot$$

$$\cdot\left(1 - \frac{R_{B1}}{r_{BB}} - \frac{R_{B2}}{r_{BB}}\right) \cong V_\gamma + \eta V_{BB} - V_{BB}\left[\frac{\eta R_{B2}}{r_{BB}} + \frac{R_{B1}(1-\eta)}{r_{BB}}\right] =$$

$$= V_\gamma + \eta V_{BB} - \eta\frac{V_{BB}}{r_{BB}}\left(R_{B2} + R_{B1}\frac{1-\eta}{\eta}\right).$$

Cu

$$R'_{B2} = R_{B2} + R_{B1}\frac{1-\eta}{\eta}$$

expresia lui V_p devine identică cu cea de la punctul *a*. Dacă este îndeplinită condiția

$$R'_{B2} = \frac{V_\gamma r_{BB}}{\eta V_{BB}},$$

tensiunea prag este $V_p = \eta V_{BB}$, independentă de temperatură.

8.12. *Tranzistorul unijoncțiune din figura 8.12, a are caracteristicile de intrare din figura 8.12,* **b.**

a) *Să se traseze caracteristica dinamică de intrare pentru* $V_{BB} = 30$ *V,* $R_E = 1$ *kΩ.*

b) *Să se determine condiția pe care trebuie să o satisfacă* R_E *astfel încît caracteristica dinamică de intrare să prezinte o zonă de rezistență dinamică negativă.*

c) *Să se găsească punctul de funcționare în planul caracteristicilor de intrare pentru* $V_{BB} = 20$ *V,* $V_{EE} = 17$ *V,* $R_E = 2$ *kΩ.*

Rezolvare

a) Caracteristica dinamică de intrare $V_{EE} = V_{EE}(i_E)$ se obține din caracteristica de intrare pentru $V_{BB} = 30$ V și dreapta de sarcină

$$V_{EE} = R_E i_E + v_{EB1},$$

cu $R_E = 1$ kΩ. Ea este reprezentată în figura 8.12, **c.**

b) Prin derivarea ecuației dreptei de sarcină

$$\frac{dV_{EE}}{di_E} = R_E + \frac{dv_{EB1}}{di_E}$$

și cerînd

$$\frac{dV_{EE}}{di_E} < 0,$$

obținem

$$R_E < \left| \frac{dv_{EB1}}{di_E} \right|.$$

Valoarea maximă a modulului derivatei apare la $i_E = 0$ și se estimează

$$\left.\frac{dV_{EB1}}{di_E}\right|_{\substack{V_{BB}=30\ V \\ i_E=0}} = \frac{15 - 5 - 8{,}5}{2} = 3{,}5\ \text{kΩ}.$$

Ca urmare $R_E < R_{E\,max} = 3{,}5$ kΩ.

c) Prin calcul grafic (fig. 8.11, *b*) rezultă $I_E = 7$ mA, $V_{EB1} = 3$ V.

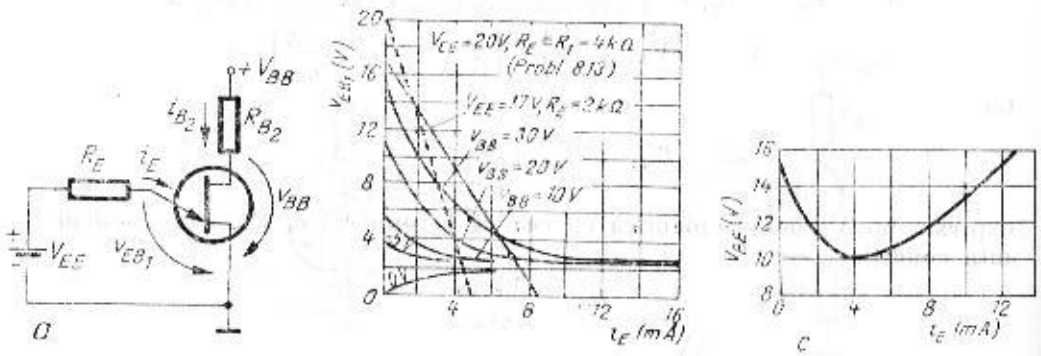


Fig. 8.12

8.13. *În circuitul din figura 8.13, a tranzistorul unijoncțiune are caracteristicile de intrare din figura 8.12, b și caracteristicile de ieșire din figura 8.13, b. Cunoscînd* $V_{BB} = 20$ V, $R_1 = 4\ k\Omega$, $R_2 = 10\ k\Omega$, $R_{B_2} = 2\ k\Omega$, $C = 0{,}01\ \mu F$ *și presupunînd că dioda D este ideală, să se determine formele de undă* $v_0(t)$, $v_{BB_1}(t)$, $v_{BB}(t)$.

Rezolvare

Principalul fenomen din circuit este încărcarea și descărcarea alternativă a condensatorului C. Acesta se încarcă de la sursa V_{BB} (tranzistorul este blocat), cu constanta de timp

$$\tau_1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C = 28{,}6\ \mu s.$$

Atunci cînd $v_C = v_{EB_1}$ (dioda D, ideală, este deschisă) atinge tensiunea de vîrf a tranzistorului, V_p, acesta se deschide, tensiunea v_{EB_1} scade brusc și condensatorul se descarcă cu constanta de timp

$$\tau_2 = R_2 C = 100\ \mu s$$

(dioda D blocată asigură izolarea la restul circuitului). Apoi, atunci cînd v_C scade sub valoarea lui v_{EB_1} dioda D se deschide și procesul se repetă periodic.

Formele de undă sînt reprezentate în figura 8.13, *c*. Detaliile calculelor sînt următoarele. Condensatorul începe să se încarce de la valoarea v_{EB_1} corespunzătoare tranzistorului deschis. Presupunînd pentru început $v_{BB} \cong V_{BB} = 20$ V și ținînd seama că în circuitul de emitor $V_{EE} = V_{BB}$ și $R_E \equiv R_1$, din figura 8.12, *b* se determină $v_{EB_1} = 4$ V și $i_E = 4$ mA. Din figura 8.13, *b* se găsește $v_{BB} = 13$ V, și revenind la calculul grafic din figura 8.12, *b*, se obține prin interpolare $v_{EB_1} \cong 3$ V, $i_E \cong 4{,}1$ mA. Reținem $v_{EB_1} \cong 3$ V ca rezultat acceptabil al acestui calcul iterativ. Tensiunea de vîrf a tranzistorului se calculează din caracteristicile de ieșire (fig. 8.13, *b*). Determinăm $v_{BB} = 17$ V la intersecția dreptei de sarcină cu $i_E = 0$ și prin interpolare din figura 8.12, *b* rezultă $V_p \cong 10$ V.

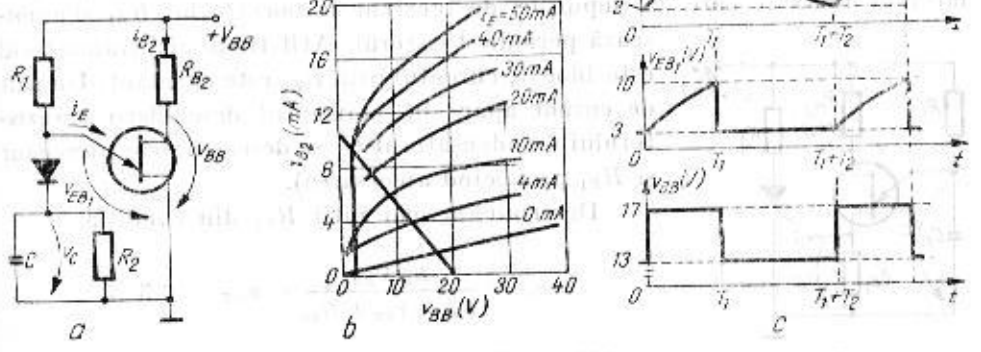


Fig. 8.13

În sfîrșit, vom determina intervalele de timp care corespund încărcării, respectiv descărcării condensatorului. Încărcarea condensatorului începe la $t = 0$ cu $v_C = v_{EB1} = 3$ V. Tensiunea tinde spre valoarea $R_2 V_{BB}/(R_1 + R_2) = 14{,}3$ V. Încărcarea se oprește însă la $t = T_1$, atunci cînd $v_C = v_{EB1} = V_v = 10$ V. Ca urmare, cu constanta de timp $\tau_1 = 28{,}6$ μs

$$T_1 = 28{,}6 \ln \frac{14{,}3 - 3}{14{,}3 - 10} = 27{,}6 \ \mu s.$$

Descărcarea condensatorului începe la $t = T_1$ cu $v_c = 10$ V și se desfășoară cu constanta de timp $\tau_2 = 100$ μs spre tensiunea $v_C = 0$. Procesul se oprește la $t = T_1 + T_2$, atunci cînd $v_{EB1} = 3$ V. Ca urmare

$$T_2 = 100 \ln \frac{0 - 10}{0 - 3} = 100 \ln \frac{10}{3} = 120 \ \mu s.$$

Formele de undă sînt reprezentate în figura 8.13, *c*. Se obține o tensiune $v_{BB}(t)$ de forma unei unde dreptunghiulare și de amplitudine 4 V (relativ mică în comparație cu tensiunea de alimentare $V_{BB} = 20$ V).

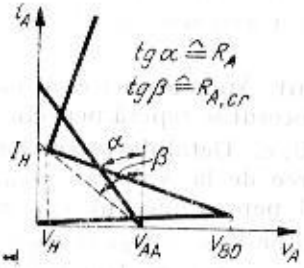


Fig. 8.14

8.14. *Un tiristor cu* $V_{BO} = 1\,000$ *V și* $I_H = 100$ *mA este polarizat de la o sursă* $V_{AA} = 500$ *V cu o rezistență* R_A *(fig. 8.13). Să se afle valoarea maximă a lui* R_A *pentru care tiristorul mai rămîne în conducție după amorsare.*

Rezolvare

Este necesar ca $R_A < R_{A,cr} = V_{AA}/I_H = 5$ kΩ pentru ca să existe un punct de intersecție cu ramura de sus a caracteristicii (fig. 8.14).

8.15. *Să se determine* R_{B1}, C_1 *și* R_1 *pentru schema din figura 8.15 care trebuie să asigure comanda periodică a amorsării tiristorului cu o frecvență de 50 Hz.*

Tranzistorul are $r_{BB} = 4{,}7$ *kΩ și* $\eta = 0{,}63$. *Tiristorul trebuie să fie comandat de impulsuri cu o durată minimă* $t_i = 10$ *μs, iar tensiunea minimă pe poartă care asigură blocarea este* $v_{GT} = 0{,}3$ *V.*

Rezolvare

Tranzistorul unijoncțiune împreună cu grupul R_1C_1 formează un oscilator de relaxare care dă impulsuri de tensiune la bornele lui R_{B1} și amorsează periodic tiristorul. Atît timp cît tranzistorul este blocat, curentul prin R_{B1} este constant. Un salt de curent apare în momentul deschiderii tranzistorului (condensatorul C_1 se descarcă prin tranzistor și R_{B1} provocînd amorsarea).

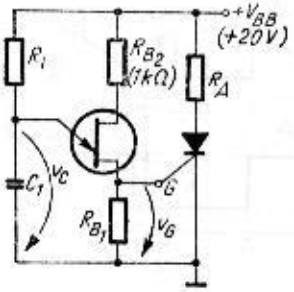


Fig. 8.15

Determinăm mai întîi R_{B1} din condiția

$$v_G = \frac{R_{B1} V_{BB}}{R_{B1} + r_{BB} + R_{B1}} < v_{GT} = 0{,}3 \text{ V}$$

și obținem $R_{B1} < 87$ Ω. Alegem $R_{B1} = 51$ Ω.

Neglijînd rezistența joncțiunii deschise, constanta de timp de descărcare a lui C_1 prin R_{B1} este $\tau' = C_1 R_{B1}$. Punem condiția $\tau' \geqslant 10 t_i$ și obținem $C_1 \geqslant 1{,}96\ \mu F$. Alegem $C_1 = 2\ \mu F$.

Rezistența R_1 se determină din condiția de a asigura frecvența cerută pentru oscilatorul de relaxare. Tensiunea pe condensator, v_C, crește exponențial cu constanta de timp $\tau = R_1 C_1$ de la $v_{C\ min}$ corespunzător tranzistorului deschis pînă la $v_{C\ max}$ corespunzător tensiunii de vîrf. Condensatorul tinde să se încarce la tensiunea V_{BB}. Ca urmare

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{BB} - v_{C\ min}}{V_{BB} - v_{C\ max}}.$$

Cu $V_\gamma \cong 0{,}6$ V rezultă

$$v_{C,\ max} = V_\gamma + \frac{R_{B1} + \eta r_{BB}}{R_{B1} + r_{BB} + R_{B2}} V_{BB} = 11{,}07\ \text{V} \cong 11\ \text{V},$$

iar cu $v_{BB1} \cong 0{,}7$ V,

$$V_{C,\ min} \cong 0{,}7 + \frac{R_{B1} V_{BB}}{R_{B1} + (1 - \eta) r_{BB} + R_{B2}} = 1{,}07\ \text{V} \cong 1\ \text{V},$$

obținînd astfel $T_1 = 0{,}75\tau$. Neglijînd timpul de descărcare al condensatorului, vom obține

$$T_1 \cong T = \frac{1}{f} = 20\ \text{ms},$$

de unde

$$R_1 = \frac{T_1}{0{,}75 C_1} = 13{,}3\ \text{k}\Omega.$$

9. DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

BREVIAR TEORETIC

Dispozitivele optoelectronice actuale se bazează, în majoritate, pe absorbția sau emisia radiației luminoase în semiconductoare.

● Cel mai important fenomen utilizat la **dispozitivele optoelectronice bazate pe absorbție** este **efectul fotoelectric intern** ; acesta constă în generarea unei perechi electron-gol sub acțiunea unei radiații care satisface condiția :

$$h\nu > E_G,$$

unde ν este frecvența radiației, h — constanta lui Planck, iar E_G — lărgimea benzii interzise a semiconductorului.

În regim de iluminare staționară, concentrațiile de electroni și de goluri sînt date de :

$$n = n_0 + \tau_n G_L ;$$

$$p = p_0 + \tau_p G_L,$$

unde : n_0 și p_0 sînt concentrațiile de purtători de sarcină la echilibru termic ; τ_n, τ_p — timpii de viață ai purtătorilor în exces ; G_L — viteza de generare, definită ca numărul perechilor electron-gol generate sub influența luminii în unitatea de volum și în unitatea de timp (se presupune o generare uniformă în tot volumul materialului).

● Considerînd o **fotorezistență**, se definește *sensibilitatea spectrală* (S_λ) :

$$S_\lambda = \frac{G}{\Phi},$$

unde G este conductanța, iar Φ este fluxul luminos monocromatic (exprimabil în wați). Dacă fluxul de lumină este policromatic, Φ_v (exprimabil în lumeni) se definește *sensibilitatea integrală* (S_v) conform relației :

$$S_v = \frac{G}{\Phi_v}.$$

Dacă fluxul luminos interacționează cu o joncțiune, *caracteristică statică* devine :

$$I_A = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_A}{mkT} \right) - 1 \right] - I_L,$$

unde I_L este componenta de curent generată de acțiunea luminii. Presupunînd că lumina este absorbită uniform în tot materialul joncțiunii, I_L este dat de:

$$I_L = qG_L(L_p + L_n + l).$$

● **Fotodioda** este un dispozitiv optoelectronic bazat pe acțiunea lumini asupra unei joncțiuni polarizate invers ($V_A = -V_B$); curentul prin fotodiodă ($I_R = -I_A$) este dat de:

$$I_R = I_0 + I_L \cong I_L.$$

Se definește *sensibilitatea integrală* a fotodiodei (S_c):

$$S_c = \frac{I_L}{E_e},$$

unde E_e este incidența luminoasă (exprimabilă în lucși).

● **Fotoelementul** este realizat tot pe baza unei joncțiuni iluminate, dar care lucrează ca generator de putere electrică. Tensiunea electromotoare a fotoelementului este:

$$E_A = V_A\Big|_{I_A=0} = \frac{mkT}{q} \ln\left(1 + \frac{I_L}{I_0}\right).$$

● Dintre dispozitivele bazate pe emisia radiației luminoase se menționează **dioda electroluminescentă** (LED); aceasta se realizează în special pe GaAs și se bazează pe recombinarea radiativă a purtătorilor de sarcină.

PROBLEME REZOLVATE

9.1. *Să se determine valorile limită ale lungimilor de undă, λ_p, asociate radiațiilor necesare pentru crearea de perechi electron-gol în Ge, Si, GaAs.*

Rezolvare

În prezența iluminării, condiția limită necesară pentru crearea de perechi electron-gol în semiconductoare este dată de relația:

$$h\nu_p = E_G;$$

cunoscînd că: $\nu_p = c/\lambda_p$, rezultă:

$$\lambda_p = \frac{hc}{E_G} = \frac{1{,}24}{E_G\ [\text{eV}]}\ \ [\mu\text{m}].$$

Calculînd, se obține:

— pentru germaniu ($E_G = 0{,}67$ eV): $\lambda_p = 1{,}85$ μm;
— pentru siliciu ($E_G = 1{,}11$ eV): $\lambda_p = 1{,}12$ μm;
— pentru galiu-arsen ($E_G = 1{,}40$ eV): $\lambda_p = 0{,}89$ μm.

9.2. *O probă de siliciu de tip n prezintă la întuneric rezistivitatea $\rho_0 = 10\ \Omega$cm. Să se calculeze rezistivitatea probei în condițiile iluminării, presupunînd o viteză de generare a perechilor electron-gol $G_L = 10^{22}\ cm^{-3}s^{-1}$ și un timp*

de viață al purtătorilor în exces $\tau_n = \tau_p = \tau_0 = 1\ \mu s$. *Se consideră că mobilitățile* $\mu_n = 1\,300\ cm^2/Vs$ *și* $\mu_p = 450\ cm^2/Vs$ *nu depind de iluminare; se cunosc:* $n_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}\ cm^{-3}$; $T = 300\ K$.

Rezolvare

Concentrațiile de electroni și goluri la echilibru termic (întuneric) sînt date de:

$$n_0 \cong \frac{1}{q\,\mu_n \varrho_0} = 4{,}81 \cdot 10^{14}\ cm^{-3};$$

$$p_0 \cong \frac{n_i^2}{n_0} = 4{,}68 \cdot 10^{5}\ cm^{-3}.$$

În prezența unei iluminări uniforme, concentrațiile de purtători devin:

$$n = n_0 + \tau_n G_L \cong 1{,}05 \cdot 10^{16}\ cm^{-3};$$

$$p = p_0 + \tau_p G_L \cong 1 \cdot 10^{16}\ cm^{-3}.$$

Atunci, rezistivitatea materialului este:

$$\varrho = \frac{1}{q(n\mu_n + p\mu_p)} = 0{,}34\ \Omega cm.$$

Observație. Nivelul de iluminare din această problemă aduce semiconductorul în regimul de nivel mare de injecție ($p \cong n$)!

9.3. *Să se arate că rezistența* R *a unei fotorezistențe depinde liniar de fluxul luminos* Φ *(monocromatic) numai la nivele mici de injecție.*

Indicație: *se va considera o probă ca în figura 9.3 în care lumina este absorbită uniform.*

Rezolvare

Rezistența probei (presupuse de tip *n*) este:

$$R = \varrho \frac{l}{wd} = \frac{1}{q(n\mu_n + p\mu_p)} \cdot \frac{l}{wd};$$

concentrațiile de electroni și de goluri în regim staționar sînt:

$$n = n_0 + \tau_n G_L;$$

$$p = p_0 + \tau_p G_L,$$

unde n_0 și p_0 sînt concentrațiile de purtători la echilibru termic, iar G_L — viteza de generare a perechilor electron-gol (perechi generate în unitatea de volum și de timp).

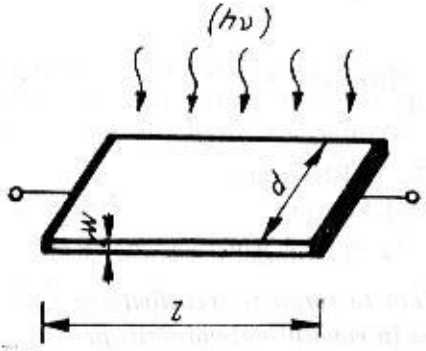


Fig. 9.3

În condiții de nivel mic de injecție:

$$n \cong n_0;$$

$$p = p_0 + \tau_p G_L \ll n_0;$$

rezistența probei devine atunci:

$$R \cong \frac{1}{q(n_0\mu_n + p_0\mu_p + \tau_p G_L\mu_p)} \cdot \frac{l}{wd} =$$

$$= \frac{R_0}{1 + \dfrac{\tau_p G_L \mu_p}{n_0\mu_n + p_0\mu_p}} \cong R_0\left[1 - \frac{\tau_p G_L \mu_p}{n_0\mu_n + p_0\mu_p}\right] = R_0(1 - q\rho_0\mu_p\tau_p G_L).$$

În relațiile de mai sus cu R_0 și ρ_0 s-au notat valorile rezistenței, respectiv rezistivității, la întuneric:

$$R_0 = \frac{\rho_0 l}{wd}; \quad \rho_0 = \frac{1}{q(n_0\mu_n + p_0\mu_p)}.$$

Viteza de generare G_L este direct proporțională cu fluxul luminos Φ:

$$G_L = a\Phi \qquad (a = const.),$$

deci:

$$R = R_0[1 - q\rho_0\mu_p\tau_p a\Phi],$$

ceea ce denotă un răspuns liniar.

9.4. *Caracteristica electrică* $I_S - V_A$ *a unui fotoelement este prezentată în figura 9.4. Să se determine:*

a) *punctul static de funcționare dacă rezistența de sarcină este* $R = 5\ \Omega$;

b) *suprafața utilă a joncțiunii* (A_J), *dacă în punctul de funcționare determinat mai sus randamentul de conversie a energiei este* $\eta = 12\%$, *iar iradianța solară este* $E_e = 75\ mW/cm^2$.

Rezolvare

a) Punctul de funcționare (M_0) rezultă din intersecția caracteristicii statice cu dreapta de sarcină, a cărei ecuație este:

$$V_A = RI_S;$$

Construcția grafică este prezentată în figura 9.4 și a rezultat:

$$V_A = 420\ \text{mV}; \quad I_S = 84\ \text{mA}.$$

b) Se pleacă de la expresia randamentului de conversie a energiei:

$$\eta = \frac{P_e}{P_L},$$

unde P_e este puterea electrică, iar P_L — puterea radiației luminoase. Întrucît

$$P_e = V_A I_S$$

și

$$P_L = E_e A_J,$$

rezultă:

$$A_J = \frac{V_A I_S}{E_e \eta} = 3{,}92\ \text{cm}^2.$$

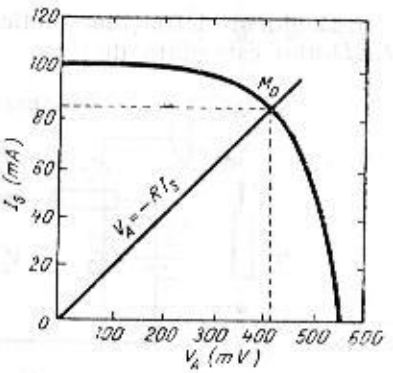


Fig. 9.4

9.5. *O diodă electroluminescentă (LED), care emite lumină roșie, este utilizată ca sursă punctiformă cu intensitatea luminoasă* $I_v = 10^{-3}$ *cd pentru marcarea unei poziții la nivele mici de iluminare naturală pe un ecran plat. Să se calculeze puterea electrică necesară, cunoscînd eficiența energetică a diodei* $\eta = 1\%$ *și eficacitatea luminoasă* $L_\lambda = 20$ *lm/W. De asemenea, să se calculeze curentul de comandă necesar, dacă tensiunea pe diodă este* $V_A = 2{,}5$ *V.*

Rezolvare

Puterea electrică (P_e) rezultă din expresia eficienței energetice :

$$\eta = \frac{P_L}{P_e} = \frac{\Phi_v / L_\lambda}{P_e},$$

unde Φ_v este fluxul luminos (lm). Fluxul luminos se calculează cunoscînd că o sursă punctiformă de lumină, avînd intensitatea $I_{v0} = 1$ cd, emite un flux $\Phi_{v0} = 4\pi$ lm ;

Atunci :

$$\Phi_v = \Phi_{v0} \frac{I_v}{I_{v0}},$$

iar :

$$P_e = \frac{\Phi_{v0} I_v / I_{v0}}{L_\lambda \eta} = 62{,}8 \text{ mW}.$$

Curentul de comandă (I_A) necesar este :

$$I_A = \frac{P_e}{V_A} \cong 25 \text{ mA}.$$

9.6. *Pentru măsurarea intensității luminoase emise de o diodă electroluminescentă* (LED), *se folosește montajul din figura 9.6, în care detecția se realizează cu un fotoelement* (FE) *calibrat. Mărimile electrice din montaj sînt :* $I_{LED} = 300$ *mA ;* $V_{LED} = 1{,}6$ *V și* $I_{FE} = 25$ *mA. Lungimea de undă a radiației emise este* $\lambda = 0{,}925$ *μm. Fotoelementul are un randament global de generare* $\eta_{FE} = 0{,}7$, *definit ca raportul dintre numărul electronilor generați în fotoelement* ($n_{e(FE)}$) *și numărul fotonilor incidenți* (n_f).

Să se calculeze eficiența cuantică externă a LED-*ului,* $\eta_{ex\,(LED)}$, *definită ca raportul dintre numărul fotonilor generați de* LED (n_f) *și numărul de electroni care au traversat structura* ($n_{e(LED)}$), *puterea* P_{LED} *obținută la ieșirea ei și randamentul acesteia* (η_{LED}).

Rezolvare

Conform definițiilor indicate în enunț, eficiența cuantică externă a *LED*-ului este dată de :

$$\eta_{ex(LED)} = \frac{n_f}{n_{e(LED)}} = \frac{n_{e(FE)}}{\eta_{FE} n_{e(LED)}},$$

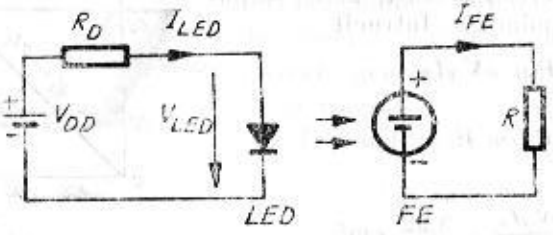


Fig. 9.6

Numărul de electroni generați în fotoelement în timpul t este:

$$n_{e(FE)} = \frac{I_{FE}t}{q},$$

iar numărul de electroni care au traversat *LED*-ul în același interval de timp este:

$$n_{e(LED)} = \frac{I_{LED}t}{q};$$

înlocuind în formula de bază, se obține:

$$\eta_{ex(LED)} = \frac{I_{FE}}{\eta_{FE}I_{LED}} = 0{,}119.$$

Puterea obținută la ieșirea *LED*-ului este dată de:

$$P_{LED} = \frac{n_f h\nu}{t} = \frac{n_{e(FE)}h\nu}{\eta_{FE}t} = \frac{I_{FE}h\nu}{q\eta_{FE}};$$

cunoscînd relația dintre frecvență și lungimea de undă:

$$\nu = \frac{c}{\lambda},$$

rezultă:

$$P_{LED} = \frac{I_{FE}hc}{q\lambda\eta_{FE}} = 47{,}9 \text{ mW}.$$

Randamentul *LED*-ului este:

$$\eta_i = \frac{P_{LED}}{P_{e(LED)}},$$

unde $P_{e(LED)}$ este puterea electrică consumată de *LED*. Cunoscînd că $P_{e(LED)} = V_{LED}I_{LED}$, se obține:

$$\eta_i = \frac{P_{LED}}{V_{LED}I_{LED}} = 9{,}98\%.$$

9.7. *Circuitul din figura 9.7 trebuie să polarizeze* LED-*ul în punctul static de funcționare* $I_A = 200$ *mA*; $V_A = 1{,}5$ V.

Să se dimensioneze în acest sens rezistența R_e *și să se calculeze puterea disipată pe tranzistor. Se presupune* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

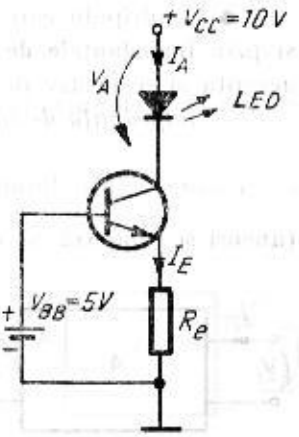


Fig. 9.7

Rezolvare

Situarea diodei electroluminescente în colectorul tranzistorului asigură o polarizare a acesteia la curent constant:

$$I_A = I_C \cong I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e};$$

de aici:

$$R_e = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_A} = 22\ \Omega.$$

Puterea disipată pe tranzistor este:

$$P_D = V_{CB}I_C = (V_{CC} - V_A - R_eI_A)I_A = 820 \text{ mW}.$$

10. AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC

BREVIAR TEORETIC

● **Funcțiile de transfer ce se pot scrie pentru un cuadripol** sînt următoarele (conform reprezentării din figura 10.0, *a*) :

— *amplificarea în tensiune :*

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} ;$$

— *amplificarea în curent :*

$$\underline{A}_I = \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_i} ;$$

— *transimpedanța :*

$$\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} ;$$

— *transadmitanța :*

$$\underline{A}_Y = \frac{\underline{I}_o}{\underline{V}_i} .$$

● Cuadripolii care realizează o anumită funcție de transfer sînt definiți și prin **impedanțele de intrare și ieșire**, ce caracterizează capacitatea de a accepta și respectiv de a genera semnal. Prin definiție :

— *impedanța de intrare* este

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_i}$$

(uneori se notează și cu R_i, rezistența de intrare, cînd nu conține elemente reactive) ;

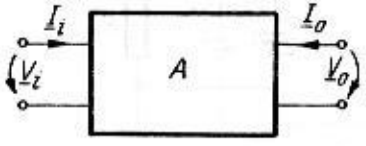


Fig. 10.0, a

— *impedanța de ieșire* este

$$\underline{Z}_o = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_o}$$

(uneori se notează și cu R_o, rezistența de ieșire cînd nu conține elemente reactive).

Între funcțiile de transfer și impedanțele la bornele cuadripolilor se pot stabili următoarele relații evidente :

$$\underline{A}_V = \underline{A}_I \frac{R_0}{R_i} = \underline{A}_Z \frac{1}{R_i} = \underline{A}_Y R_0 ;$$

$$\underline{A}_I = \underline{A}_Z \frac{1}{R_0} = \underline{A}_Y R_i = \underline{A}_V \frac{R_i}{R_0} ;$$

$$\underline{A}_Z = \underline{A}_Y R_0 R_i = \underline{A}_V R_i = \underline{A}_I R_0 ;$$

$$\underline{A}_Y = \underline{A}_V \frac{1}{R_0} = \underline{A}_I \frac{1}{R_i} = \underline{A}_Z \frac{1}{R_0 R_i} .$$

● **Cuplarea între un cuadripol și generator sau dintre cuadripol și sarcină** comportă, în cazul general, o atenuare de cuplaj datorată valorilor impedanțelor (rezistențelor) ce caracterizează aceste componente.

Să considerăm *cuplajul în tensiune* la bornele de intrare ale unui cuadripol cu funcția de transfer $\underline{A}_V$ sau $\underline{A}_Y$. Vom scrie în acest caz (conform fig. 10.0, *b*) :

$$\underline{A}'_V = \frac{\underline{V}_i}{\underline{V}_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot \underline{A}_V ;$$

$$\underline{A}'_Y = \frac{\underline{I}_i}{\underline{V}_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot \underline{A}_Y ,$$

unde raportul $\frac{R_i}{R_i + R_g}$ reprezintă atenuarea de cuplaj în tensiune între cuadripolul generator și cuadripolul amplificator.

Dacă se ia în considerație *cuplajul în curent* (conform fig. 10.0, *c*) la intrarea unui amplificator de curent sau transimpedanță, se va scrie :

$$\underline{A}'_I = \frac{\underline{I}_i}{\underline{I}_g} = \frac{R_g}{R_g + R_i} \cdot \underline{A}_I ;$$

$$\underline{A}'_Z = \frac{\underline{V}_i}{\underline{I}_g} = \frac{R_g}{R_g + R_i} \cdot \underline{A}_Z ,$$

unde raportul $\frac{R_g}{R_g + R_i}$ reprezintă atenuarea de cuplaj în curent între cuadripolul generator și cel amplificator.

În mod similar poate fi tratat și cuplajul dintre cuadripolul amplificator și rezistența de sarcină R_L.

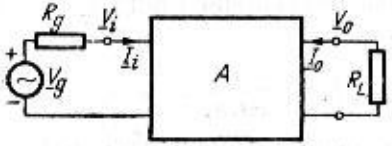


Fig. 10.0, b

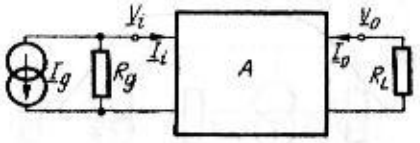


Fig. 10.0, c

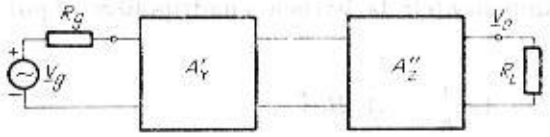


Fig. 10.0, d

● **Funcția de transfer a unui șir de cuadripoli cuplați în cascadă** se poate scrie ca fiind produsul funcțiilor de transfer al acestora multiplicat cu produsul atenuărilor de cuplaj ce apar. Putem exemplifica printr-o configurație particulară reprezentată în figura 10.0, *d*, pentru care se poate scrie :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_g} = \frac{R'_i}{R'_i + R_g} \cdot \underline{A}'_V \cdot \frac{R'_o}{R'_o + R''_i} \cdot \underline{A}''_Z \cdot \frac{R_L}{R_L + R''_o},$$

unde au fost luate în considerație, în ordinea scrierii :

— atenuarea de cuplaj în tensiune între generator și cuadripolul $\underline{A}'_V$;

— funcția de transfer $\underline{A}'_V$ scrisă pentru $R_g = 0$ și $R''_i = 0$, deci în cazul absenței oricărei atenuări la borne ;

— atenuarea de cuplaj în curent între cei doi cuadripoli, ce exprimă măsura în care există o adaptare în curent ;

— funcția de transfer $\underline{A}''_Z$ pentru cazul în care $R'_o = \infty$ și $R_L = \infty$, deci în cazul în care nu există nici o atenuare de cuplaj, nici la intrare nici la ieșire ;

— atenuarea de cuplaj în tensiune între cuadripolul A'_Z și rezistența de sarcină R_L.

● **Comportarea amplificatoarelor în funcție de frecvența semnalelor aplicate la intrare** este caracterizată prin :

— *frecvența limită de jos*, la care amplitudinea semnalului la ieșire scade cu 3 dB față de cea măsurată în domeniul frecvențelor medii ;

— *frecvența limită de sus*, la care amplitudinea semnalului scade cu 3 dB față de cea măsurată în domeniul frecvențelor medii.

În figura 10.0, *e* este reprezentată caracteristica de frecvență uzuală a unui amplificator.

Pentru determinarea frecvențelor limită, f_j și f_s, se utilizează relația

$$\left| \frac{\underline{A}}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

unde A_0 este amplificarea în bandă, iar A este o mărime dependentă de frecvență.

Frecvența limită de jos este determinată, de regulă, de componentele pasive introduse în circuit (condensatoare de cuplaj sau de decuplaj), iar frecvența limită de sus este dată de capacitățile parazite ale tranzistoarelor. Dacă în circuitul echivalent apare un singur condensator ca având efect la frecvențe joase sau frecvențe înalte, atunci se poate aplica un procedeu simplu pentru determinarea frecvențelor limită f_l. Vom considera :

$$f_l = \frac{1}{2\pi C R_e},$$

unde R_e este rezistența echivalentă la bornele condensatorului cu efect dominant.

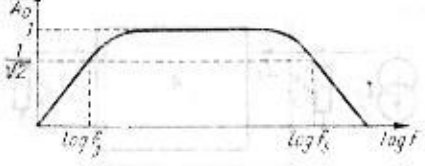


Fig. 10.0, e

PROBLEME REZOLVATE

10.1. *Pentru amplificatorul din figura 10.1, a se cere să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune,* $\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}$;

b) *variația amplificării* $\underline{A}_V$ *pentru o modificare a tensiunilor surselor de alimentare,* V_{CC} *și* V_{EE}, *cu* $\pm 25\%$;

c) *variația aceleiași mărimi la modificarea parametrului* β_F *al tranzistorului* T_1 *cu* $\pm 20\%$;

d) *variația amplificării cu modificarea lui* $\beta_F = h_{fe}$ *al tranzistorului* T_2 *în aceleași limite.*

Tranzistoarele din montaj sînt identice și au următorii parametri : $h_{fe} = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V, $\beta_F = 100$; *ceilalți parametri se pot neglija.*

Rezolvare

a) Schema echivalentă în regim dinamic este reprezentată în figura 10.1, *b*. Pentru calculul amplificării putem scrie :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{V}_1} \cdot \frac{\underline{V}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot h_{fe} \cdot R_2.$$

Parametrii tranzistoarelor depinzînd puternic de I_C și foarte slab de V_{CE}, putem considera că sînt identici deoarece $I_{C1} = I_{C2}$ cu o foarte bună aproximație. În aceste condiții se poate scrie :

$$\underline{A}_V = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \cdot R_2 = -g_m R_2.$$

Determinăm punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor utilizînd relațiile

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE}}{R_1} \cdot \beta_F = 6 \text{ mA};$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C2} \cdot R_2 + V_{BE} = 4{,}6 \text{ V};$$

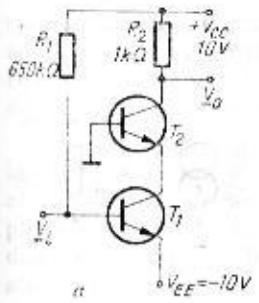
$$V_{CE1} = -V_{EE} - V_{BE} = 9{,}6 \text{ V}.$$

În aceste condiții : $\underline{A}_V = -40 I_{C1} R_2 = -240$.

b) Amplificarea fiind direct proporțională cu I_C, modificarea acestuia va afecta direct cîștigul circuitului. Utilizînd procedeul anterior obținem :

$$\underline{A}_V^- = -177, \text{ pentru } V_{CC} = -V_{EE} = 7{,}5 \text{ V};$$

$$\underline{A}_V^+ = -300, \text{ pentru } V_{CC} = -V_{EE} = 12{,}5 \text{ V}.$$



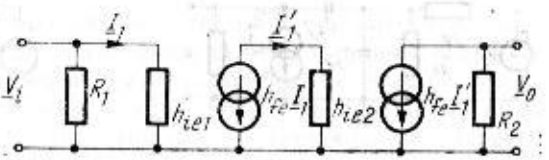


Fig. 10.1

c) Efectul este similar deoarece se modifică, pentru I_{B1} constant, I_{C1} și deci I_{C2}. Rezultă :

$$\underline{A}_V^- = -192, \text{ pentru } \beta_F = 80 ;$$

$$\underline{A}_V^+ = -288, \text{ pentru } \beta_F = 120.$$

d) Variația parametrului h_{fc2} cu $\pm 20\%$ nu afectează sensibil aproximația $h_{fb} \cong 1$, deci nu influențează sensibil amplificarea. Tranzistorul T_2 funcționează ca un repetor de curent fără un rol important în determinarea cîștigului în domeniul frecvențelor medii.

10.2. *Tranzistoarele din montajul reprezentat în figura 10.2, a sînt identice și sînt caracterizate prin* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ *V. Se cere să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune a montajului,* $\frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}$;

b) *transadmitanța montajului,* $\frac{\underline{I}_o}{\underline{V}_i}$;

c) *influența variației cu* $+50°C$, *față de* $20°C$, *a temperaturii asupra parametrilor anterior calculați ;*

d) *frecvența limită de jos a montajului.*

e) *Din calcul rezultă influența nesemnificativă a tranzistorului* T_2 *asupra cîștigului montajului în domeniul frecvențelor medii. Care este atunci rolul acestui tranzistor în amplificator ?*

Rezolvare

Introducerea rezistențelor R_3, R_5 și a condensatorului C permite o mai bună stabilitate a punctului static de funcționare, afectînd funcționarea montajului în domeniul frecvențelor joase.

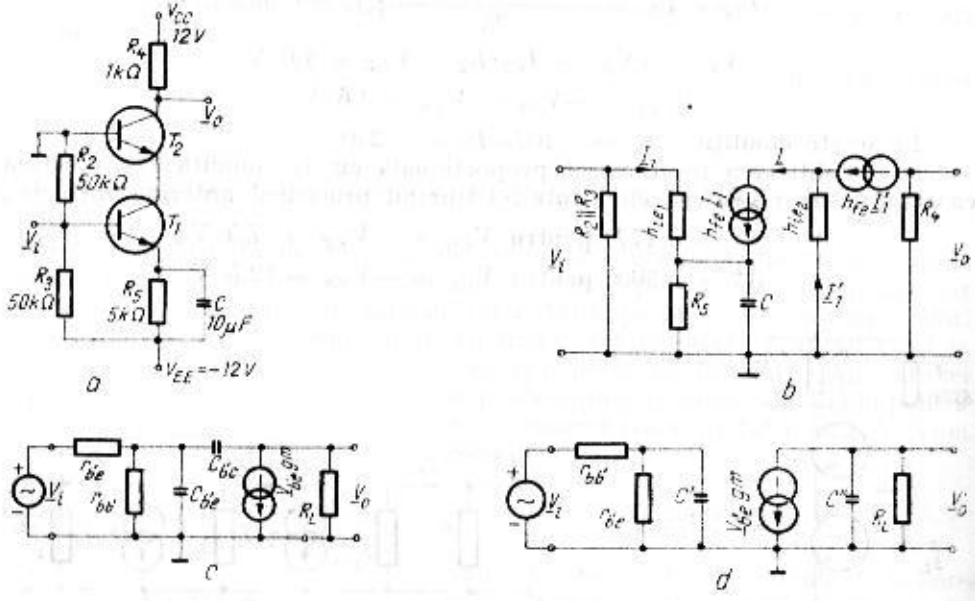


Fig. 10.2

a) Determinăm curenții de colector scriind:

$$\left(\frac{-V_{EE}\cdot R_3}{R_3+R_4}-V_{BE}\right)\cdot\frac{1}{R_5}\cong I_{C1}\cong I_{C2}=1{,}08\text{ mA}.$$

Conform rezolvării problemei anterioare:

$$\underline{A}_V=-g_mR_1=-43{,}8.$$

b) $\underline{A}_Y=-\frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}\cdot\frac{1}{R_4}=-\underline{A}_V\cdot\frac{1}{R_4}=-43{,}8\ \text{k}\Omega^{-1}.$

c) Variația temperaturii afectează tensiunea V_{BE}, care va scădea cu 2 mV/°C. Această modificare va afecta curentul de colector al celor două tranzistoare și prin aceasta panta, care este proporțională cu I_C. Deci:

$$I'_{C1}=I'_{C2}=\left(\frac{-V_{EE}\cdot R_3}{R_3+R_4}-V'_{BE}\right)\cdot\frac{1}{R_5},$$

unde $V'_{BE}=V_{BE}-\Delta T\cdot 2\cdot 10^{-3}=0{,}6-50\cdot 0{,}002=0{,}5$ V. Rezultă: $I'_{C1}=1{,}1$ mA. Remarcăm o variație nesemnificativă a curentului de colector. Acest lucru se datorește respectării foarte stricte a inegalității:

$$\Delta V_{BE}\ll I_{C1}\cdot R_5,$$

care indică faptul că variația potențialului pe joncțiune nu afectează semnificativ potențialul pe R_5 impus prin divizorul de tensiune R_3, R_4.

Recalculînd mărimile de la primele două puncte și ținînd cont de variația $\frac{q}{kT}$ cu temperatura, obținem:

$$\underline{A}_V=-37{,}7\ ;\ \underline{A}_Y=-37.7\ \text{k}\Omega^{-1},$$

deci valori puțin afectate de variația temperaturii.

d) Considerînd că amplificatorul este atacat cu un generator ideal de tensiune, rezistența la borna condensatorului C poate fi echivalată prin:

$$R_e=\frac{h_{ie1}}{h_{fe}}\,||\,R_5\cong\frac{1}{g_{m1}}.$$

Utilizînd relația:

$$f_j=\frac{1}{2\pi R_eC}$$

obținem: $f_j=637$ Hz.

Luarea în considerație a unei rezistențe de generator are ca efect mărimea R_e și deci îmbunătățirea f_j. Calculul a fost făcut, deci, în condițiile cele mai defavorabile.

e) Dacă în montajul din figura 10.2, *a* tranzistorul T_2 este înlăturat și rezistența R_4 este conectată direct în colectorul tranzistorului T_1, rezultă un montaj a cărui amplificare în tensiune sau transadmitanță sînt sensibil identice. Deci, în domeniul frecvențelor medii acest tranzistor nu afectează funcțiile de transfer ale circuitului.

Primul etaj al amplificatorului lucrează în conexiunea cu emitorul comun, iar cel de-al doilea în conexiunea cu bază comună. Dacă primul etaj este atacat cu un generator ideal de tensiune, frecvența limită de funcționare f_{s1} poate tinde către f_S (frecvența la care panta, g_m, scade cu 3 dB). Cel de-al doilea etaj, atacat în curent, are f_{s2} aproximativ f_α. Frecvența f_{s1} nu poate atinge f_S datorită efectului Miller care accentuează rolul $C_{b'c}$ în limitarea

frecvenței maxime de funcționare a amplificatorului. În figura 10.2, c a fost reprezentat primul etaj al amplificatorului. R_L poate fi R_4 dacă cel de-al doilea etaj nu este introdus, sau poate fi impedanța de intrare în T_2, adică h_{ib2}. În ambele situații, prin aplicarea teoremei lui Miller rezultă schema echivalentă din figura 10.2, *d*, unde:

$$C' = C_{b'e} + C_{b'c}(1 - g_m R_L),$$

$$[C' \cong C_{b'e}\frac{1 + g_m R_L}{g_m R_L} \cong C_{b'e}.$$

Efectul cel mai important în montaj îl are C', și acest efect este aproape proporțional cu R_L. Dacă $R_L = R_3$, atunci rezultă $C' = C_{b'e} + C_{b'c} \cdot 44{,}2$, iar dacă $R_L = h_{ib2}$ obținem $C' = C_{b'e} + C_{b'c} \cdot 2$. Deci contribuția lui $C_{b'c}$, prin efect Miller, la C' este de 22 de ori mai mică în cel de-al doilea caz.

În consecință, rolul „repetorului de curent" format din T_2 este de a recepționa variația de curent de la ieșirea primului etaj pe o sarcină cît mai mică. Realizînd o foarte bună adaptare în curent, îmbunătățește notabil comportarea la frecvențe înalte a montajului.

Observație. Acest tip de amplificator (amplificatorul cascodă) este utilizat pentru comportamentul foarte bun pe care-l are în domeniul frecvențelor înalte. Dezavantajul acestei conexiuni în varianta prezentată în problemă este datorat unei surse de alimentare în curent continuu mai mari.

10.3. *Să se calculeze rezistența de intrare pentru circuitul din figura 10.3, a. Tranzistorul* T *este caracterizat prin* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V, *iar dioda Zener are* $V_z = 8{,}2$ V *și rezistența dinamică neglijabilă. Condensatorul* C *este considerat scurtcircuit în domeniul frecvențelor medii.*

Rezolvare

Schema de curent alternativ este dată în figura 10.3, *b*, unde: $R = R_2 \,||\, R_3$ iar $R_L = R_1 \,||\, R_5$. Efectul rezistenței R este evaluat cu teorema Miller, rezultînd schema echivalentă din figura 10.3, *c*, unde:

$$R' = \frac{R}{1 - \underline{A}_V}, \quad R'' = \frac{R\underline{A}_V}{\underline{A}_V - 1};$$

amplificarea în tensiune va fi:

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = \frac{(h_{fe} + 1)R_L}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_L}.$$

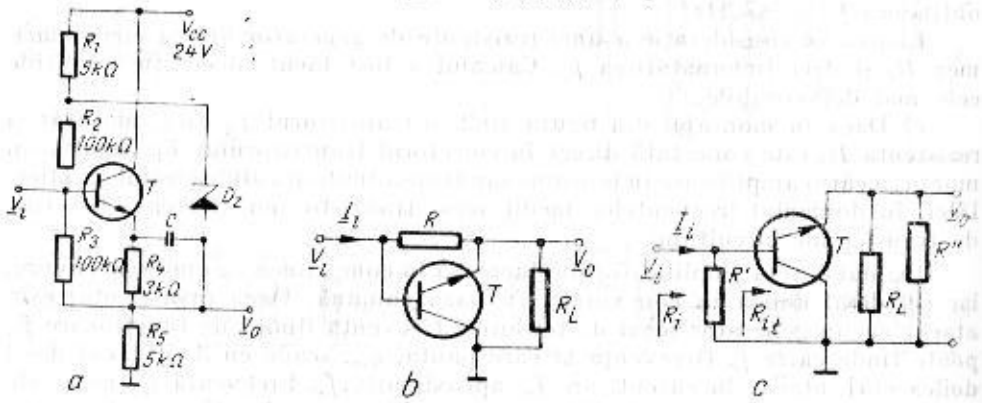


Fig. 10.3

Pentru calculul numeric al amplificării trebuie determinat I_C. Pentru aceasta scriem :

$$R_1(I_Z + I) + V_Z + R_3(I_Z + I_C) = V_{CC};$$

$$R_2 I + R_3\left(I - \frac{I_C}{\beta_F}\right) = V_Z;$$

$$R_3\left(1 - \frac{I_C}{\beta_F}\right) = V_{BE} + R_4 I_C,$$

unde I_Z și I sînt curenții continui prin D_Z și R_3 și unde s-a considerat $I_C \cong I_E$. Rezultă $I_C = 1$ mA și $A_F = 0{,}99$.

În aceste condiții $R' = 5\,000$ kΩ.

Rezistența de intrare în montaj va fi :

$$R_i = R' \,||\, R_{it},$$

unde $R_{it} = h_{ie} + (h_{fe} + 1)\,(R_L \,||\, R'') \cong h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_L = 255$ kΩ.

În consecință, ținînd cont de valoarea obținută pentru R' :

$$R_i = R_{it}.$$

Observație. Introducerea în montaj a diodei Zener și a condensatorului C au avut drept efect eliminarea, aproape totală, a efectului circuitului de polarizare asupra impedanței de intrare. Fizic, acest fenomen poate fi explicat prin faptul că la bornele rezistențelor R_2 și R_3 semnalele au valori foarte apropiate ($A_F = 0{,}99 \cong 1$) și sînt în fază, fapt care implică o variație nesemnificativă a curentului prin aceste rezistențe. Deci, ele nu contribuie la „încărcarea" dinamică a generatorului de semnal.

10.4. *Să se determine rezistențele de intrare și ieșire proprii ale circuitului din figura 10.4,* a. *Tranzistoarele* T_1 *și* T_2 *lucrează în regiunea de saturație a caracteristicilor și au aceiași parametri :* $I_{DSS} = 8$ *mA ;* $V_P = -4$ *V ;* $r_d = \infty$. *Condensatorul* C *poate fi considerat scurtcircuit în domeniul frecvențelor de lucru.*

Rezolvare

Circuitul din figura 10.4,*a* este un repetor pe sursă (T_1) cu un generator de curent constant (T_2). Pentru a mări impedanța de intrare se utilizează metoda bootstrap. Schema pe curent alternativ a circuitului este dată în figura 10.4, *b*.

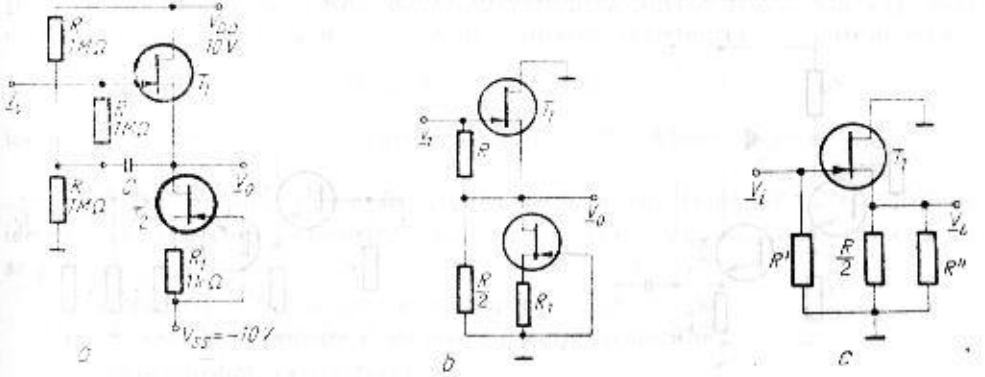


Fig. 10.4

Rezistența echivalentă din sursa lui T_1 este $R/2$ deoarece T_2 are $r_{ij} = \infty$. De asemenea, cu teorema lui Miller se poate echivala efectul la intrare și la ieșire al rezistenței R. Rezultă o schemă echivalentă de forma celei din figura 10.4, *c*, unde :

$$R' = \frac{R}{1 - \underline{A}_V}; \quad R'' = \frac{\underline{A}_V R}{\underline{A}_V - 1},$$

pentru evaluarea cărora se calculează

$$A_V = \frac{g_m \frac{R}{2}}{1 + g_m \frac{R}{2}}$$

și obținem în final :

$$R' = R\left(1 + g_m \frac{R}{2}\right); \quad R'' = -g_m \frac{R}{2}.$$

Panta de semnal mic a tranzistorului se calculează cu relația :

$$g_m = \frac{2\, I_{DSS}}{|V_P|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right),$$

$$g_m = \frac{2 \cdot 8}{4}\left(1 - \frac{2}{4}\right) = 2 \text{ mA/V}.$$

Tensiunea $V_{GS} = 2$ V (aceeași pentru ambele tranzistoare) se calculează pe schema de curent continuu a circuitului. Deci :

$$R_i = R' = 10^6 \text{ k}\Omega;$$

$$R_0 = \frac{R}{2} \,||\, g_m^{-1} \,||\, R'' \cong \frac{1}{g_m} = 0{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Observație. În cazul acestui montaj, conexiunea de tip bootstrap nu are rolul de a înlătura efectul circuitului de polarizare, ci numai de a micșora efectul acestuia în condiții în care impedanța de intrare în dispozitiv este foarte mare.

10.5. *Să se determine rezistența de intrare pentru circuitul din figura 10.5, a, echipat cu tranzistoare identice care au* $h_{ie} = \beta_Y = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V, *iar ceilalți parametri neglijabili. Dioda Zener are rezistența dinamică neglijabilă și* $V_z = 3$ V. *Considerăm condensatoarele din montaj ca fiind scurtcircuit.*

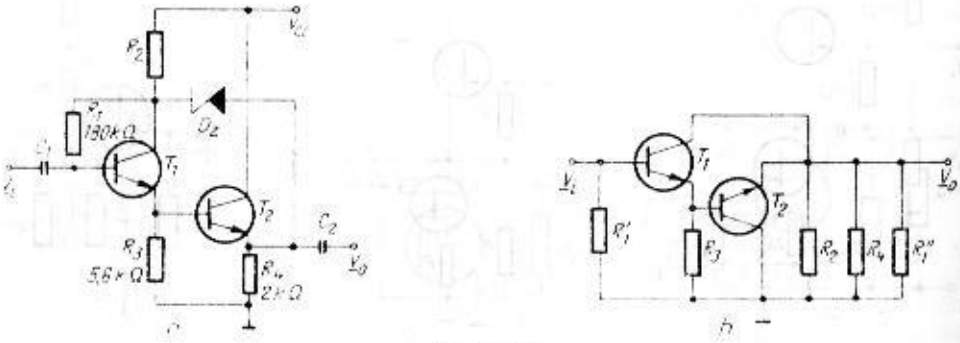


Fig. 10.5

Rezolvare

Amplificarea în tensiunea A_V fiind foarte apropiată de unitate, la bornele rezistenței R_1 variația de potențial tinde să fie nulă, determinînd un consum de curent neglijabil, din sursa de semnal. Deci impedanța de intrare tinde să fie independentă de R_1, întreaga variație a curentului din generator fiind preluată de tranzistorul T_1.

Aplicînd teorema Miller se obține schema echivalentă în regim dinamic din figura 10.5, *b*, unde, calculînd A_V cu relația :

$$\underline{A}_V \cong \frac{h_{fe}R_3}{h_{ie}R_2 + h_{ice}\left(2 + \frac{R_3}{R_3 \| R_4}\right)}$$

și punctele statice de funcționare cu :

$$R_1 \frac{I_{C1}}{\beta_F} = V_Z - 2V_{BE};$$

$$R_3 I_{C1} = V_{BE} + R_4(I_Z + I_{C2});$$

$$R_2(I_{C1} + I_Z) + V_Z - V_{BE} + R_3 I_{C1} = V_{CC}$$

obținem :

$$R_1' = 6 \text{ M}\Omega; \quad R_1'' = -5{,}82 \text{ M}\Omega.$$

Impedanța de intrare va fi :

$$R_i = R_1' \| R_{it},$$

unde :

$$R_{it} = h_{ie1} + (h_{fe} + 1)\frac{R_3(h_{ie2} + h_{fe}R_L)}{R_3 + h_{ie2} + h_{fe}R_L},$$

iar

$$R_L = R_3 \| R_3 \| R_1'' \cong R_3 \| R_1 = 1 \text{ k}\Omega.$$

Impedanța de intrare în T_1 poate fi aproximată prin :

$$R_{it} \cong h_{ie1} + h_{fe} \cdot R_3 \cong h_{fe} \cdot R_3 = 560 \text{ k}\Omega.$$

Dacă se calculează cu relația neaproximativă se obține $R_{it} = 538$ kΩ, deci o eroare relativ mică. Ținînd cont de valoarea rezistenței R_1', putem scrie :

$$R_i \cong R_{it} = 538 \text{ k}\Omega,$$

iar dacă se calculează fără aproximare $R_i = 493$ kΩ.

10.6. *Amplificatorul din figura 10.6, a este construit cu tranzistoare identice, cu următorii parametri :* $h_{fe} = \beta_F = 100$; $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Se cere să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune a montajului ;*

b) *impedanța de intrare și de ieșire a amplificatorului ;*

c) *transimpedanța circuitului ;*

d) *amplitudinea maximă a tensiunii la ieșire.*

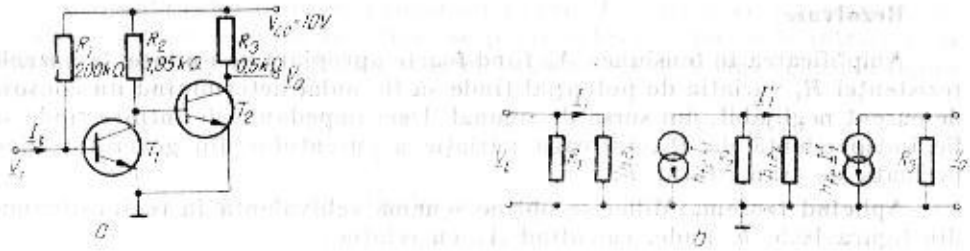


Fig. 10.6

Rezolvare

Schema echivalentă a amplificatorului este prezentată în figura 10.6, *b*. Pentru evaluarea performanțelor dinamice vom determina punctele statice de funcționare cu relațiile :

$$I_{C1} = (V_{CC} - V_{BE}) \frac{1}{R_1} \cdot \beta_F = 4{,}7 \text{ mA} ;$$

$$I_{C2} = \left[(V_{CC} - V_{BE}) \frac{1}{R_1} - I_{C1} \right] \cdot \beta_F = 12 \text{ mA}$$

și vom determina $h_{ie1} = 531\ \Omega$, $h_{ie2} = 208\ \Omega$.

a) $\underline{A}_V = \dfrac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = g_{m1} \dfrac{R_2 h_{ie2}}{R_2 + h_{ie2}} \cdot g_{m2} \cdot R_3 = 8\,500.$

b) $R_i = h_{ie1} \parallel R_1 \cong h_{ie1} = 531\ \Omega.$

c) $\underline{A}_Z = \dfrac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} = \dfrac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} \cdot R_i = \underline{A}_V \cdot R_i = 4\,513{,}5\ \text{k}\Omega.$

d) Amplitudinea maximă a tensiunii la ieșirea amplificatorului este limitată de neliniaritățile tranzistorului T_2, care se poate satura sau bloca dacă semnalul depășește o anumită mărime. Deci :

$$|\underline{V}_{o\,max}| = \min [(V_{CE2} - V_{BE}) ;\ I_{C2} R_3].$$

Limita la care se declanșează procesul de saturație este dată de potențialul pe T_2 cînd acesta ajunge egal cu cel din bază, iar blocarea are loc cînd amplitudinea a devenit egală cu potențialul static pe rezistența R_3.

Pentru datele problemei avem :

$$|\underline{V}_{o\,max}| = \min [(V_{CC} - I_{C2} R_3 - V_{BE}) ;\ I_{C2} R_3] = min\,[3{,}4\ \text{V} ;\ 6\ \text{V}] = 3{,}4\ \text{V}.$$

Limitarea, în acest caz, apare prin saturarea tranzistorului T_2.

Observație. Acest tip de amplificator oferă un cîștig mare, dar este foarte instabil la variația parametrilor tranzistoarelor. Creșterea β_F poate oricînd să introducă în saturație puternic tranzistorul T_1, sau să modifice foarte mult V_{CE2}. De asemenea $V_{CE1} = V_{BE}$ este foarte mic, parametrii tranzistoarelor, de regulă, suferind modificări mari într-un astfel de punct static de funcționare. Rezistența de ieșire, h_{oe}, scade, fenomen evidențiat de curbarea caracteristicilor de ieșire ; de asemenea h_{fe} și β_F scad în această zonă, fapt marcat de apropierea caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului. Un alt dezavantaj al schemei, datorat și modului în care a fost dimensionată, este R_i foarte mică.

10.7. *Se consideră un amplificator de tipul celui din problema anterioară, construit cu aceleași tranzistoare. Rezistențele* R_1 *și* R_2 *sînt necunoscute, iar* $R_3 = 2\ k\Omega$, $V_{CC} = 12\ V$. *Se cere, în aceste condiții, să se determine rezistențele necunoscute din montaj astfel încît amplitudinea la ieșire să fie maximă, iar impedanța de intrare — în jur de 10 kΩ.*

Rezolvare

Pentru ca amplitudinea la ieșire să fie maximă trebuie ca procesele de saturare și de tăiere să apară pentru aceeași mărime a semnalului pe R_3, deci :

$$\frac{V_{CC} - V_{BE}}{2} = I_{C2} R_3.$$

Din această condiție rezultă $I_{C2} = 2{,}85$ mA.

Facem ipoteza că $R_i \cong h_{ie1}$. Impunem deci $h_{ie1} = 11$ kΩ.

Deoarece $h_{ie1} = h_{fe} \cdot g_m^{-1}$, rezultă că :

$$I_{C1} = \frac{h_{fe}}{h_{ie} \cdot 40} = 0{,}227 \text{ mA}.$$

Cu aceste date putem aborda calculul valorii R_2 utilizînd relația :

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{C1} + I_{B1}} = 44{,}6 \text{ kΩ}.$$

Valoarea R_1 rezultă din :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B1}} = 4{,}56 \text{ MΩ}.$$

Deci ipoteza că $R_i \cong h_{ie1}$ este perfect valabilă.

10.8. *Pentru amplificatorul din figura 10.8 să se calculeze amplificarea în tensiune și impedanța de intrare a circuitului.*

Care este rolul rezistenței R_2 *din montaj ?*

Care este avantajul utilizării tranzistoarelor complementare ?

Parametrii tranzistoarelor sînt : $h_{fe} = 100$; $\beta_F = 100$; $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Amplificarea în tensiune se poate calcula cu relația următoare, ce se poate scrie prin inspecția circuitului :

$$A_V = g_{m1} \frac{R_2 \cdot h_{ie2}}{R_2 + h_{ie2}} g_{m2} R_3.$$

Pentru calculul parametrilor dinamici scriem :

$$I_{C1} = \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = 0{,}15 \text{ mA} ;$$

$$I_{C2} = \beta_F \left(I_{C1} - \frac{V_{BE}}{R_2} \right) = 5 \text{ mA},$$

și rezultă $A_V = 1\,100$.

Impedanța de intrare este

$$R_i = h_{ie1} \mid R_1 \cong h_{ie1} = 16{,}6 \text{ kΩ}.$$

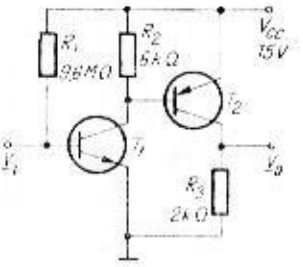


Fig. 10.8

Amplificarea A_V poate fi scrisă și sub forma :

$$A_V = \frac{q}{kT} V_{BE} \cdot h_{fe} \frac{R_3}{R_2 + h_{ie}}$$

dacă $I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_2}$. Din această relație rezultă că se obține o valoare maximă pentru A_V dacă $R_2 = \infty$. Cu toate acestea R_2 nu poate fi scos din montaj, rămînînd ca $I_{C1} = I_{B2}$, deoarece scăderea curentului de colector determină micșorarea parametrului h_{fe}, deci a mărimii q_{m1} cu care amplificarea este direct proporțională. Este dificilă o dimensionare a R_2 din această perspectivă, datorită inexistenței unei relații analitice generale care să exprime dependența de I_C a parametrului h_{fe}.

În acest circuit avantajul utilizării tranzistoarelor complementare apare datorită faptului că $|V_{CE}| \gg |V_{BE}|$, spre deosebire de schema din montajul problemei anterioare. În general, folosirea tranzistoarelor complementare permite o mai eficientă utilizare a sursei de alimentare deoarece suma tensiunilor $|V_{CE}|$ poate fi mai mare decît V_{CC}.

10.9. *În figura 10.9, a este reprezentat un amplificator de tensiune realizat cu tranzistoare complementare definite prin următorii parametri :* $\beta_F = h_{fe} = 150$; $|V_{BE}| = 0{,}6$ V. *Se cere să se determine :*

a) *valoarea rezistenței* R_3 *astfel încît amplitudinea tensiunii la ieșire să poată fi maximă ;*

b) *amplificarea în tensiune a montajului ;*

c) *impedanța de intrare*

Rezolvare

a) Pentru ca amplitudinea la ieșire să fie maximă, este necesară poziționarea simetrică a punctului static de funcționare al tranzistorului T_2, astfel încît

$$\frac{V_{CC} - V_{BE}}{2} = R_3 I_{C2}.$$

R_3 rezultă din :

$$I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_2} + I_{B2},$$

mărimea curentului I_{C1} din :

$$I_{C1} = \left(\frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE} \right) \frac{1}{R_4}.$$

Utilizînd ultimele trei relații obținem $R_3 = 1{,}21$ kΩ.

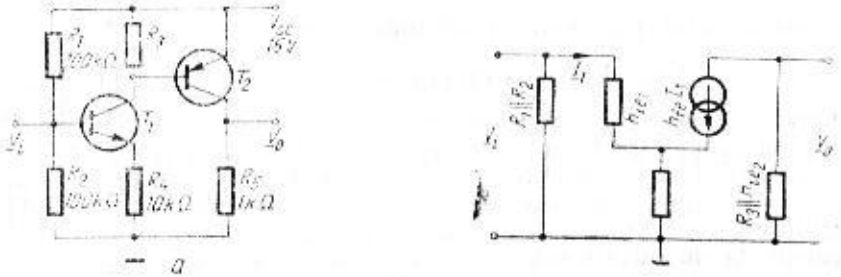


Fig. 10.9

b) $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$, unde A_{v1} este amplificarea etajului realizat cu primul tranzistor (fig. 10.9, *b*), iar A_{v2} — amplificarea celui de-al doilea etaj. Utilizînd figura 10.9, *b* scriem :

$$A_{v1} = -\frac{h_{fe}(R_3 \| h_{ie2})}{h_{ie1} + (h_{fe}+1)R_4} \cong -\frac{R_3 \| h_{ie2}}{R_4 + \frac{1}{g_{m1}}}.$$

Deci :

$$A_v = \frac{R_5 h_{fe2}}{R_5 + h_{ie2}} \cdot \frac{R_3 \| g_{m1}}{R_4 + \frac{1}{g_{m1}}} = 7{,}3.$$

c) $R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \| [h_{ie1} + (h_{fe}+1)R_4] \cong \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50\ \text{k}\Omega.$

Observație. Cîștigul acestui amplificator a scăzut sensibil față de cel al montajelor anterioare, fapt ce este compensat de o creștere apreciabilă a impedanței de intrare și de o mai bună stabilitate a punctului static de funcționare pentru primul etaj. Printr-o dimensionare mai atentă a montajului se pot obține performanțe superioare.

10.10. *Să se proiecteze un amplificator de tipul celui din figura 10.9, a impunîndu-se următoarele condiții :*

a) *rezistența de intrare,* $R_i = 10\ k\Omega$;
b) *amplificarea în tensiune, maximă ;*
c) *rezistența, de ieșire,* $R_0 = 1\ k\Omega$;
d) *sursa de alimentare,* $V_{CC} = 10\ V$;
e) *tranzistoare cu* $h_{fe\ min} = 100$, $\beta_{F\ min} = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$.

Rezolvare

Condiția *a)* se scrie, ținînd cont de rezistența de intrare mare ce se poate obține la intrarea tranzistorului T_1, și sub forma :

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Din considerente de polarizare scriem relația :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} = I_{C1} R_4$$

și, din cele două relații, obținem :

$$R_1 = \frac{R_i V_{CC}}{I_{C1} R_4 + V_{BE}}.$$

Prima relație presupune :

$$20\ R_i = (h_{fe}+1)R_4,$$

iar regimul static al T_1 trebuie să satisfacă următoarea condiție :

$$I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_2} + I_{B2}.$$

Pentru a putea rezolva problema determinării rezistențelor R_1, R_2, R_3 și R_5 mai este necesară o relație, pe care o vom deduce din condiția ca ampli-

ficarea să fie maximă. Rezistența R_5 va fi dimensionată pentru satisfacerea condiției impuse pentru R_6. Deci, amplificarea poate fi maximizată numai în funcție de o relație între R_3 și R_4. R_4 fiind impus de o condiție implicată de R_6, a rămas ca R_3 să fie utilizată pentru maximizarea amplificării.

Dacă R_3 are o valoare mare, cuplajul între cele două etaje este foarte favorabil și amplificarea crește. Dar pentru R_3 foarte mare curentul de colector al T_1 scade foarte mult, generînd scăderea corespunzătoare a pantei tranzistorului și deci a amplificării. Există deci o valoare optimă pentru R_3 pe care o vom putea calcula exprimînd A_V funcție de R_3 și egalînd prima derivată cu zero.

$$A_V = \frac{R_3 h_{ie2}}{R_3 + h_{ie1}} \cdot \frac{g_{m2} \cdot R_4}{R_4 + \dfrac{1}{40\left(I_{B2} + \dfrac{V_{BE}}{R_3}\right)}} \cdot$$

Vom obține pe R_3 din ecuația:

$$\frac{dA_V}{dR_3} = 0.$$

În cazul general obținem

$$R_3 \cong R_4\left(1 + \sqrt{40 V_{BE} h_{ie2} R_4^{-1}}\right).$$

Dacă este îndeplinită condiția ca:

$$\frac{V_{BE}}{R_3} \ll I_{B2},$$

se poate utiliza relația:

$$R_3 \cong \sqrt{40\, V_{BE} R_4 h_{ie2}}.$$

În relațiile anterioare $40 = \frac{q}{KT}$ la „temperatura camerei".

Utilizînd relațiile anterioare obținem valorile rezistențelor din montaj dacă vom considera că $R_6 = R_5 = 1$ kΩ.

Din condiția de amplitudine maximă la ieșire:

$$\frac{V_{CC} - V_{EE}}{2} = R_3 I_{C2},$$

obținem: $I_{C2} = 4{,}7$ mA și $h_{ie2} = 0{,}53$ kΩ.

Din condiția impusă pentru R_4 obținem:

$$R_4 = \frac{20 \cdot 10}{100 + 1} \cong 2 \text{ kΩ}.$$

În continuare calculăm pe R_3:

$$R_3 = 2(1 + \sqrt{40 \cdot 0{,}6 \cdot 0{,}53 \cdot 0{,}5}) = 7{,}04 \text{ kΩ}.$$

Putem calcula în acest moment curentul I_{C1}:

$$I_{C1} = \frac{0.6}{9{,}13} + \frac{4{,}7}{100} = 0{,}112 \text{ mA}.$$

Cunoscînd acest curent putem determina pe R_1:

$$R_1 = \frac{10 \cdot 10}{0{,}112 \cdot 2 - 0{,}6}\ \text{k}\Omega = 121\ \text{k}\Omega,$$

și utilizînd prima relație obținem $R_2 = 10{,}9\ \text{k}\Omega$.

Evaluăm amplificarea și rezultă $A_V = 42{,}35$.

10.11. *În figura 10.11 este reprezentat un amplificator cu două etaje cuplate direct, echipat cu tranzistoare ce au* $\beta_V = h_{fe} = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V

a) *Să se calculeze amplificarea în tensiune a montajului.*

b) *Să se determine amplitudinea maximă a semnalului de la intrare pentru care nici unul dintre tranzistoare nu limitează forma de undă.*

c) *Cum influențează amplificarea variația cu* $\pm 50\%$ *a* V_{CC} *sau a* $h_{fe} = \beta_V$ *?*

Rezolvare

a) Utilizînd relația dedusă în problema 10.9 pentru un amplificator cu sarcină distribuită (fig. 10.9, *b*), scriem:

$$A_V = \frac{R_3 R_{i2}}{R_3 + R_{i2}} \cdot \frac{1}{R_4 + \dfrac{1}{g_{m1}}} \cdot \frac{R_5}{R_6 + \dfrac{1}{g_{m2}}},$$

unde $R_{i2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)R_6$.

În regim staționar scriem, neglijînd I_{B1} și I_{B2}:

$$I_{C1} = \left(\frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_4} = 2{,}8\ \text{mA};$$

$$I_{C2} = (V_{CC} - R_3 I_{C1} - V_{BE})\frac{1}{R_6} = 3\ \text{mA};$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}(R_3 + R_4) = 2{,}2\ \text{V};$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C2}(R_5 + R_6) = 3\ \text{V}$$

și calculăm

$$g_{m1}^{-1} = 8{,}9\ \Omega;\quad g_{m2}^{-1} = 8{,}3\ \Omega;$$

$$h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)R_6 \cong 100\ \text{k}\Omega.$$

În aceste condiții putem transcrie sub formă aproximativă relația pentru calculul amplificării:

$$A_V = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{R_5}{R_6} = 12.$$

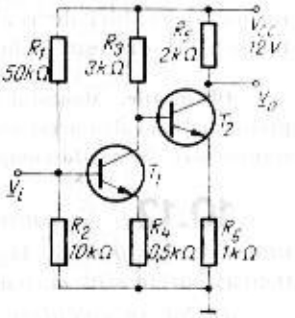


Fig. 10.11

b) Excursia semnalului pe dreapta de sarcină dinamică $(R_5 + R_6)$ către zona de tăiere este:

$R_5 I_{C2} = 6$ V pentru T_2;

$R_3 I_{C1} = 8{,}4$ V pentru T_1.

Pătrunderea tranzistoarelor în zona de saturație (la limita $V_{CE} = V_{BE} = 0{,}6$) este determinată de scăderea semnalului în colector și de creșterea simultană a potențialelor emitoarelor, deoarece aceste tensiuni variază în antifază. Deci semnalul de ieșire (din colector) nu poate utiliza potențialul $V_{CE} - V_{BE}$ decît în proporție de $\frac{R_C}{R_C + R_E}$, unde R_C și R_E sînt rezistențele dinamice conectate în colector și respectiv în emitor. În consecință, excursia pe dreapta de sarcină dinamică înspre zona de saturație va fi limitată la :

$$(V_{CE_2} - V_{BE}) \frac{R_5}{R_5 + R_6} \text{ pentru } T_2 ;$$

$$(V_{CE_2} - V_{BE}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \text{ pentru } T_1.$$

Vom putea scrie :

$$|\underline{V}_{0\,max}| = min \left| R_5 I_{C_2} ; (V_{CE_2} - V_{BE}) \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right| = min\,(6\text{ V} ; 1{,}6\text{ V}) = 1{,}6\text{ V} ;$$

$$|\underline{V}'_{0\,max}| = min \left| R_3 I_{C_1} ; (V_{CE_1} - V_{BE}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right| = min\,(8{,}1\text{ V} ; 1{,}3\text{ V}) = 1{,}3\text{ V},$$

unde $V'_{0\,max}$ este amplitudinea maximă la ieșirea primului etaj de amplificare. Amplificarea celui de-al doilea etaj fiind egală cu 2, amplitudinea maximă atinsă de V'_0 cînd V_0 este maximă va fi de 0,8 V $< |V'_{0\,max}|$. Deci limitarea apare datorită celui de-al doilea etaj de amplificare și putem conta pe $\underline{V}_{0\,max} = 1{,}6$ V.

Deci amplitudinea maximă a semnalului la intrare va fi :

$$V_{i\,max} = \frac{V_{i\,max}}{A_V} = 0{,}133\text{ V}.$$

$V_{i\,max}$ nu se aplică în întregime joncțiunii tranzistorului T_1. Tensiunea aplicată joncțiunii tranzistorului de intrare poate fi calculată pe o schemă echivalentă de tipul celei din figura 10.9, *b*, rezultînd :

$$\underline{V}_{ir} = \underline{V}_{i\,max} \frac{h_{ie1}}{h_{ie1} + (h_{fe} + 1) R_4} = 2{,}3\text{ mV},$$

deci este îndeplinită și condiția de semnal mic la intrarea în montaj. Putem concluziona că $V_{i\,max} = 0{,}133$ V.

c) Dacă valabilitatea neglijărilor care au dus la dependența amplificării numai de valori de rezistențe se menține, atunci β_F și h_{ie} nu afectează decît necesențial cîștigul schemei.

Observație. Montajul este foarte stabil la variația parametrilor componentelor active : prețul plătit pentru acest cîștig este scăderea amplificării realizate de un amplificator cu două tranzistoare. Se poate compara cu rezultatul obținut la problema 10.6.

10.12. *Se consideră un amplificator de tipul celui din figura 10.11 unde* $R_1 = 50\ k\Omega$, $R_2 = 10\ k\Omega$, $R_4 = 1\ k\Omega$, $R_5 = 1\ k\Omega$, $R_6 = 0{,}35\ k\Omega$, *tranzistoarele sînt aceleași și* $V_{CC} = 12$ V.

a) *Să se calculeze* R_3 *astfel încît abaterea* I_{C_2}, *din considerente termice, să fie minimă.*

b) *Să se repete punctul a în condițiile în care este admisă o variație cu 5% a I_{C2} pentru o variație cu + 50°C a temperaturii.*

c) *Să se calculeze amplificarea în tensiune pentru cele două valori ale lui R_3 determinate.*

Rezolvare

a) Variația potențialului continuu pe R_6 cu creșterea temperaturii se datorează variației lui V_{BE1} și V_{BE2} după următoarea lege ce se poate scrie direct :

$$\Delta V_{R6} = -\Delta V_{BE1} \cdot \frac{R_3}{R_4} + \Delta V_{BE2}.$$

Dacă tranzistoarele sînt identice și funcționează la aceeași temperatură, se poate scrie :

$$\Delta V_{R6} = \Delta V_{BE}\left(1 - \frac{R_3}{R_4}\right),$$

deci, dacă $R_3 = R_4$, $\Delta V_{R6} = 0$, deci variația $\Delta I_{C2} = 0$. În consecință, $R_3 = 1\ \text{k}\Omega$.

b) Dacă urmărim ca :

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = 0{,}05,$$

atunci putem scrie, aproximativ, că $\frac{|\Delta V_{R6}|}{V_{R6}} = 0{,}05$, de unde rezultă :

$$V_{CC}\left(1 - \frac{R_1}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) - V_{BE}\left(1 - \frac{R_3}{R_4}\right) = 20\left|\Delta V_{BE}\left(\frac{R_3}{R_4} - 1\right)\right|.$$

Pentru o variație de 50°C se obține $|\Delta V_{BE}| = 0{,}1$ V și obținem : $R_3 = 7{,}6\ \text{k}\Omega$.

c) Pentru calculul amplificării utilizăm relația :

$$A_V = \frac{R_2}{R_4} \cdot \frac{R_5}{R_6}$$

și obținem :

$A_V = 2{,}85$ pentru $\Delta I_{C2} \cong 0$;

$A_V = 21{,}7$ pentru $\Delta I_{C2} \neq 0$, dar nu foarte mare.

Observație. Obținerea unei stabilități termice foarte mari a parametrilor statici se poate realiza în dauna cîștigului amplificatorului, care este un parametru dinamic.

10.13. *Amplificatorul din figura 10.13 este realizat cu tranzistoare cu $h_{1e} = \beta_F = 100$ identici și $|V_{BE}| = 0{,}6$ V. Să se calculeze :*

a) *amplificarea în tensiune ;*

b) *impedanța de intrare ;*

c) *impedanța de ieșire ;*

d) *excursia maximă a semnalului la ieșire.*

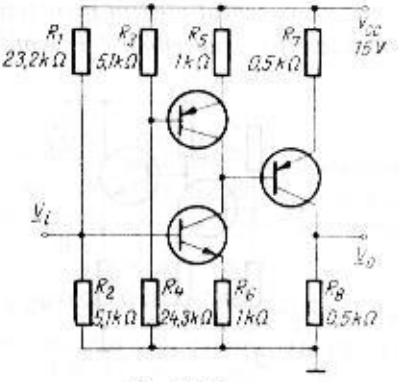


Fig. 10.13

Rezolvare

Tranzistorul T_1 a fost utilizat pentru realizarea unui generator de curent constant ce permite ca variația curentului în colectorul lui T_2 să fie transferată, practic în întregime, etajului următor spre a fi amplificată în continuare. „Rezistența" de colector a T_2 este practic infinită în regim dinamic.

a) Pentru calculul amplificării determinăm punctele statice de funcționare astfel :

$$I_{C1} = \left(V_{CC}\frac{R_3}{R_3 + R_4} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_3} = 2 \text{ mA},$$

$$I_{C2} = \left(V_{CC}\frac{R_7}{R_7 + R_8} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_8} = 2{,}1 \text{ mA},$$

$$I_{C3} = \beta_F(I_{C2} - I_{C1}) = 10 \text{ mA},$$

și putem să scriem cu bună aproximație :

$$A_V = \frac{(h_{fe}+1)R_7}{R_8}\cdot\frac{R_8}{R_7} = (h_{fe}+1)\frac{R_8}{R_8} = 50{,}5.$$

b) $R_{in} = \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \| [h_{ie1} + (h_{fe}+1)R_6] \cong \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 4{,}2 \text{ k}\Omega.$

c) $R_0 = R_8 = 0{,}5 \text{ k}\Omega$ deoarece $h_{oe} = 0$.

d) $V_{0\,max} = min\left[I_{C2}\cdot R_8 ;\ (V_{CE2} - V_{BE})\dfrac{R_8}{R_8 + R_7}\right] = min(5 \text{ V};\ 2{,}2 \text{ V}) =$

$= 2{,}2 \text{ V}.$

Observație. Utilizarea generatorului de curent permite creșterea amplificării montajului, micșorînd atenuarea la cuplajul dintre cele două etaje, dar stabilitatea V_{CE2} ce determină $\underline{V}_{0\,max}$ este precară depinzînd de $I_{C2} - I_{C1}$ și β_F. Deci, dacă $R_7 = R_8$ și $R_8 = R_6$ este implicată inegalitatea $R_1 < R_2$ de care va depinde, pentru un β_F dat, $\underline{V}_{0\,max}$.

10.14. *Pentru circuitul din figura 10.14, a să se calculeze :*

a) *amplificarea în tensiune,* A_V ;

b) *impedanța de ieșire și impedanța de intrare ;*

c) *curentul maxim prin rezistența de sarcină* R_L.

Parametrii tranzistoarelor sînt identici : $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V.

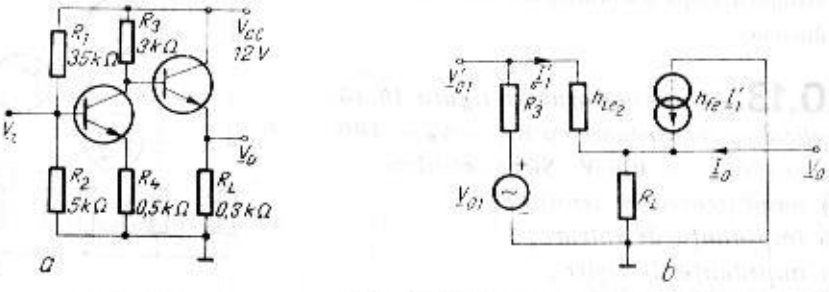


Fig. 10.14

Rezolvare

a) Pentru calculul amplificării s-au luat în considerație amplificările celor două etaje independent și atenuarea produsă la cuplarea lor, scriind :

$$A_V = A_{V1} \cdot a_{12} \cdot A_{V2},$$

unde :

$$A_{V1} = \frac{-R_3}{R_4 + \dfrac{1}{g_{m1}}},$$

A_{V2} se va calcula cu schema echivalentă din figura 10.14, *b* :

$$A_{V2} = \frac{V_o}{V_o'} = \frac{(h_{fe}+1)R_L}{h_{ie2} + (h_{fe}+1)R_L} \cong 1,$$

iar a_{12} este :

$$a_{12} = \frac{h_{ie2} + (h_{fe}+1)R_3}{R_3 + h_{ie1} + (h_{fe}+1)R_L} \cong 1.$$

Determinînd : $I_{C1} = 1{,}8$ mA și $I_{C2} = 20$ mA obținem : $A_V = -5{,}27$.
Dacă se face aproximarea :

$$A_V = -\frac{R_3}{R_4},$$

rezultă $A_V = -6$.

b) Utilizînd schema echivalentă din figura 10.14, *b* obținem pentru impedanța de ieșire :

$$R_0 = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_3 + h_{ie2}}{h_{fe}+1} \,||\, R_L \cong \frac{R_3 + h_{ie2}}{h_{fe}+1} \cong \frac{R_3}{h_{fe}}.$$

Înlocuind obținem :

$$R_0 = 28\ \Omega \cong 30\ \Omega;$$

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 4{,}3\ \text{k}\Omega \ll h_{fe} \cdot R_3 = 50\ \text{k}\Omega.$$

c) $|\underline{V}_{0\ max}| = min\,[R_L I_{C2}\,;\ (V_{CE2} - V_{BE})] = V_{CE} - V_{BE} = 5{,}4$ V.
Deci :

$$\underline{I}_{0\ max} = \frac{\underline{V}_{o\ max}}{R_L} \text{ dacă } |I_{0\ max}| < I_{C2}.$$

Rezultă :

$$I_{0\ max} = 18\ \text{mA}.$$

Observație. Tranzistorul T_3 (repetor pe emitor) realizează separarea amplificatorului de R_L, permițînd obținerea unui cîștig mai mare cu T_1 care generează semnal pe $R_3 \gg R_L$. De asemenea, repetorul pe emitor permite obținerea unei impedanțe de ieșire mult micșorate în condițiile unei amplificări mari pe primul etaj.

10.15. *Să se determine panta echivalentă de semnal mic și amplificarea de tensiune a etajului amplificator cu tranzistor compus din figura 10.15, a. Parametrii tranzistoarelor sînt :* $V_{BE1} = V_{BE2} = 0{,}6$ V, $\beta_{F1} = \beta_{F2} = h_{fe1} = h_{fe2} = 50$, *iar restul parametrilor se pot neglija.*

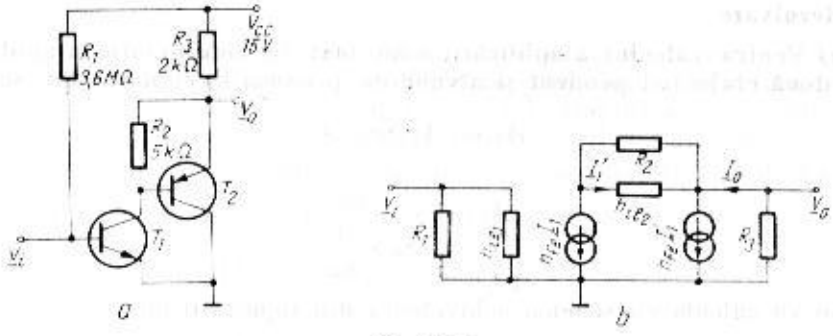


Fig. 10.15

Rezolvare

Circuitul din figura 10.15, *a* reprezintă schema unui etaj amplificator echipat cu un tranzistor (T_1) în conexiune *EC* care lucrează pe o sarcină activă realizată cu T_2 în conexiune *CC*. Circuitul echivalent pentru semnal mic este desenat în figura 10.15, *b*.

Pentru rezolvarea problemei vom considera că T_1, T_2 şi R_2 formează un tranzistor echivalent T_e caracterizat prin panta echivalentă g_{me} pe care va trebui să o determinăm. Pentru aceasta scriem :

$$\begin{cases} \underline{I}_0 = h_{fe}\underline{I}_1' + h_{fe}\cdot\underline{I}_1 ; \\ h_{fe}\underline{I}_1 = \underline{I}_1' \dfrac{R_2 + h_{ie2}}{R_2} ; \\ \underline{V}_0 = -R_3\underline{I}_0 ; \\ g_{me} = \dfrac{\underline{I}_0}{\underline{I}_1 h_{ie1}} , \end{cases}$$

din care va rezulta :

$$g_{me} = g_{m1}\left(1 + h_{fe}\frac{R_2}{R_2 + h_{ie2}}\right) \cong g_{m1}(1 + h_{fe})$$

dacă $h_{ie2} \ll R_2$.

Deci, vom putea scrie : $A_V = -g_{me}R_3$.

Determinînd punctele statice de funcţionare obţinem :

$$I_{C1} = 0{,}2 \text{ mA} ;$$

$$I_{C2} = \beta_F\left(I_{C1} - \frac{V_{BE}}{R}\right) = 4 \text{ mA}.$$

Înlocuind datele numerice obţinem :

$$g_{me} = 408 \text{ mA/V} ;$$

$$A_V = -816.$$

10.16. *În figura 10.16 este prezentat un amplificator de tensiune realizat cu tranzistoare identice* ($h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$).

Să se calculeze :

a) *impedanţa de intrare ;*

b) *amplificarea în tensiune ;*

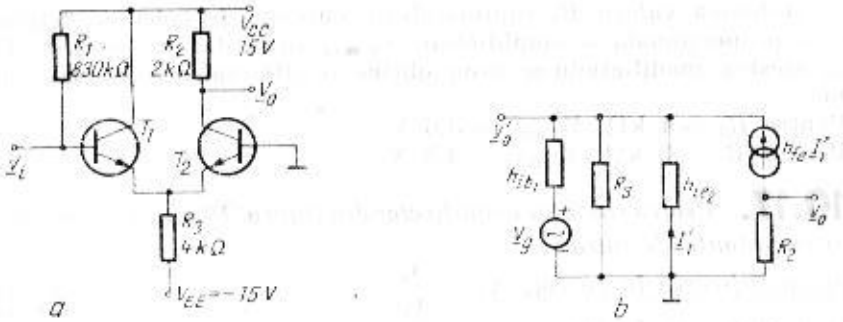


Fig. 10.16

c) *transadmitanța circuitului* $\frac{\underline{I}}{\underline{V}_i}$.

d) *Cum afectează amplificarea în tensiune și* $V_{0\,max}$ *dublarea valorii* R_3 ?

Rezolvare

Montajul din figura 10.16, *a* este un amplificator realizat prin conectarea în cascadă a unui etaj *CC* cu un etaj *BC*. Deoarece impedanța de intrare în conexiunea *BC* este foarte mică, a fost necesar repetorul realizat cu tranzistorul T_1.

a) $R_i = R_1 \,||\, [h_{ie1} + (h_{fe} + 1)R_{e1}]$,

unde $R_{e1} = R_3 \,||\, h_{ib2}$.

Se calculează curenții de colector :

$$I_{C1} = \beta_F \frac{V_{CC}}{R_1} = 1{,}8 \text{ mA},$$

$$I_{C2} = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_3} \approx I_{C1} = 1{,}8 \text{ mA}.$$

În aceste condiții, înlocuind în prima relație rezultă :

$$R_i = h_{ie1} + h_{ie2} = 2{,}77 \text{ k}\Omega.$$

b) $A_V = A_{V1} \cdot a_{12} \cdot A_{V2}$.

Impedanța de ieșire din primul etaj, dacă este atacat cu un generator ideal de tensiune, este h_{ib1}, iar impedanța de intrare în cel de-al doilea etaj este h_{ib2}. Deoarece $I_{C1} = I_{C2}$, $a_{12} = 0{,}5$. $A_{V1} = 1$ cu bună aproximație. Pentru calculul A_{V2} folosim schema echivalentă din figura 10.16, *b*, unde determinăm :

$$\underline{A}_{V2} = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_i} = g_{m2} R_2.$$

Deci :

$$A_V = \frac{g_{m2} R_2}{2} = 72.$$

c) $A_Y = \frac{A_V}{R_2} = 36 \text{ k}\Omega^{-1}$.

d) Dublarea valorii R_3 înjumătățește curenții de colector determinînd scăderea proporțională a amplificării, $V_{0\ max}$ fiind dat de valorile V_{CE2} și $R_2 I_{C2}$, acestea modificîndu-se vom obține o altă valoare pentru această mărime.

Pentru $R_3 = 4$ kΩ, $V_{0\ max} = 3{,}6$ V.
Pentru $R_3 = 8$ kΩ, $V_{0\ max} = 1{,}8$ V.

10.17. *Pentru circuitul amplificator din figura 10.17, a să se calculeze:*

a) *impedanța de intrare;*

b) *amplificarea în curent,* $\underline{A}_I = \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_g}$;

c) *amplificarea în tensiune;*

d) *impedanța de ieșire.*

Parametrii tranzistoarelor sînt: $V_{BE1} = V_{BE2} = 0{,}6$ V, $\beta_{F1} = h_{fe} = 100$, $\beta_{F2} = h_{f2} = 50$. *Condensatoarele se consideră scurtcircuit.*

Rezolvare

Se determină curenții prin tranzistoare: $I_{C1} = 0{,}16$ mA, $I_{C2} = 1$ mA.

a) $R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 - R_2} \| h_{iee}$, unde h_{iee} este impedanța de intrare în tranzistorul echivalent format de T_1, T_2 și R_3 (fig. 10.17, *b*).

$$h_{iee} = h_{i1} + (h_{fe} + 1)\frac{h_{ie2} \cdot R_3}{R_3 + h_{ie2}} = 140{,}6 \text{ kΩ}.$$

$$R_i = 61{,}7 \text{ kΩ}.$$

b) $A_I = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + h_{iee}} \cdot h_{fee}$,

unde h_{fee} este definit dat pentru structura din figura 10.17, *b* ca fiind:

$$h_{fee} = \frac{I_C}{I_B},$$

$$h_{fee} = h_{fe2} + h_{fe2}(h_{fe1} + 1)\frac{R_3}{R_3 + h_{ie2}},$$

unde primul termen al sumei reprezintă contribuția directă a T_1 la I_C, iar raportul din cel de-al doilea termen corespunde atenuării datorate cuplajului T_1 cu T_2 prin intermediul lui R_3. Înlocuind, rezultă: $h_{fee} \cong 5\,100$; $A_I = 2\,193$.

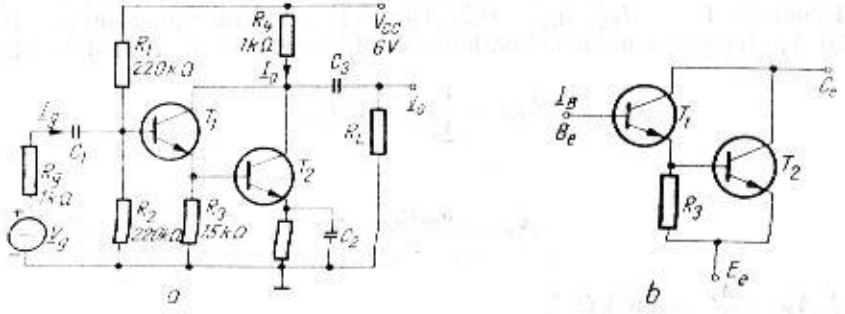


Fig. 10.17

c) $A_V = \dfrac{-R_c}{R_s + R_g} \cdot g_{me} \cdot R_s$,

unde g_{me} este panta echivalentă a structurii din figura 10.17, *b* și se poate calcula cu relația :

$$g_{me} = \frac{h_{fcc}}{h_{icc}} = 36{,}2 \text{ k}\Omega^{-1},$$

ar amplificarea va rezulta $A_V = -35{,}7$.

d) $R_3 = R_4 = 1$ kΩ.

10.18. *Să se calculeze amplificarea în tensiune pentru circuitul din figura 10.18, a.* T_1 *lucrează la saturație și are :* $I_{DSS} = 10$ *mA*, $V_P = -2$ *V* $r_d = \infty$, *iar parametrii lui* T_2 *sînt* $V_{BE} = 0{,}6$, $\beta_F = h_{fe} = 100$. *Condensatorul* C *poate fi considerat scurtcircuit.*

Rezolvare

La figura 10.18, *b* se prezintă schema pe curent alternativ a circuitului, în care tranzistoarele s-au înlocuit cu circuitele lor echivalente de semnal mic.

$$g_{m1} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right);$$

$$g_{m2} = \frac{h_{fe2}}{h_{ie2}} \cong 40\, I_C.$$

Pentru evaluarea mărimilor anterioare se află punctele statice de funcționare utilizînd :

$$V_{GS} = -V_{BE} - R_2 I_C;$$

$$\frac{I_C}{\beta_F} = I_{DSS}\left(1 - \frac{R_2 I_C + V_{BE}}{|V_P|}\right)^2,$$

în care rezultă : $V_{GS} = -1{,}8$ V; $I_C = 10$ mA.

Pe schema din figura 10.18, *b* se poate scrie succesiv :

$$\underline{V}_0 = -R_3(g_{m1}\underline{V}_g + h_{fc}\underline{I}_1);$$

$$\underline{V}_i = \underline{V}_g + h_{ic2}\underline{I}_1;$$

$$\underline{I}_1 = g_{m1}\underline{V}_g.$$

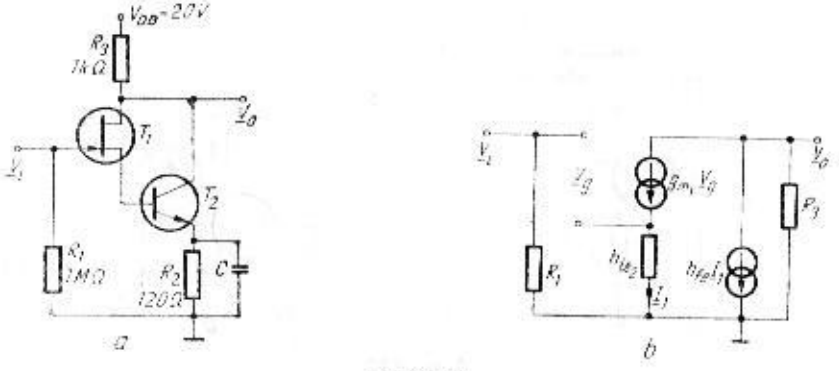


Fig. 10.18

și obținem :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_i} = -\frac{(1 + h_{fc2})\, g_{m1} R_3}{1 + g_{m1} h_{ic2}} = -80.$$

Observație. Comparînd amplificarea în tensiune a circuitului cu amplificarea unui etaj cu un tranzistor cu efect de cîmp cu aceeași pantă cu T_1, cu sarcină distribuită (R_3 și h_{ic2}), care este :

$$A'_V = \frac{g_{m1} R_3}{1 + g_{m1} h_{ic2}} = -0{,}8,$$

se deduce că prezența tranzistorului T_2 crește amplificarea în tensiune de $(h_{fc} + 1)$ ori.

Dacă vom compara schema discutată cu un amplificator cu un tranzistor bipolar cu aceiași parametri ca T_1, în conexiune EC cu R_3 în colector, care are

$$A''_V = -g_{m2} R_3 = -400,$$

se constată o micșorare de cinci ori a amplificării în tensiune. Această diminuare constituie prețul plătit pentru creșterea puternică a impedanței de intrare de la $h_{ic2} = 0{,}25$ kΩ la $R_1 = 1$ MΩ.

10.19. *În figura 10.19, a este reprezentat un repetor pe emitor realizat cu două tranzistoare complementare cu* $h_{fe} = \beta_V = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

a) *Să se calculeze amplificarea în tensiune.*

b) *Să se calculeze impedanța de intrare și impedanța de ieșire.*

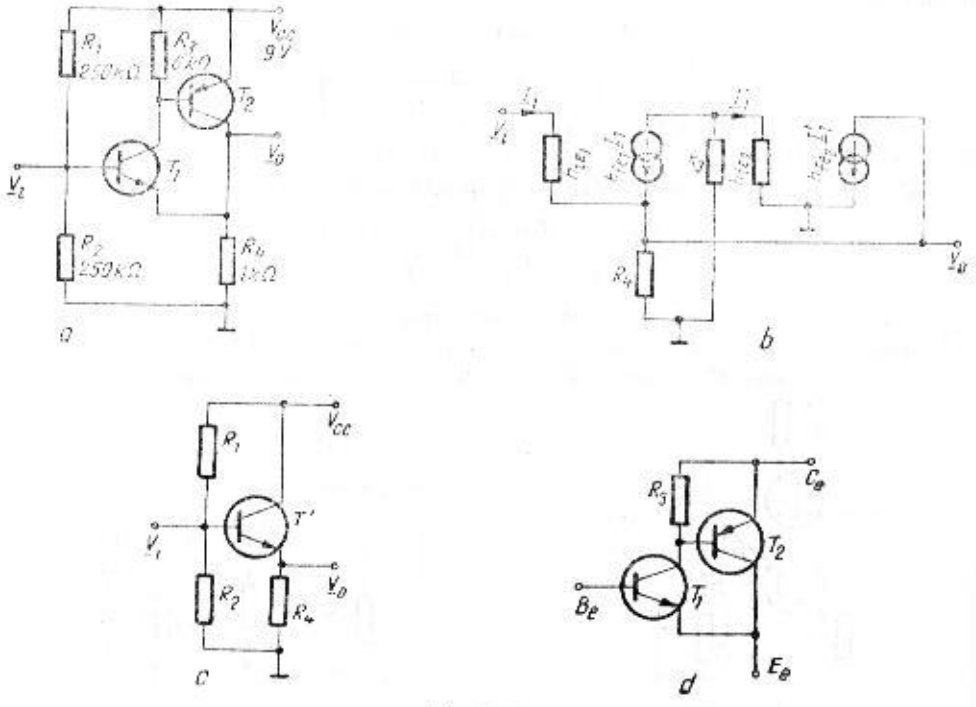


Fig. 10.19

Rezolvare

a) Pentru calculul amplificării utilizăm schema echivalentă din figura 10.19, *b* și rezultă :

$$\frac{\underline{V}_e}{\underline{V}_i} = \frac{R_s h_{fe}\left(1 + h_{fe}\dfrac{R_3}{R_3 + h_{ie2}}\right)}{h_{ie1} + R_s h_{fe}\left(1 + h_{fe}\dfrac{R_3}{R_3 + h_{ie2}}\right)} \cong 1.$$

Din structura relației anterioare rezultă că montajul este echivalent cu un montaj de tipul celui din figura 10.19, *c*, unde tranzistorul T' are schema echivalentă dată în figura 10.19, *d* și un cîștig în curent echivalent egal cu :

$$h_{fcc} = h_{fe}\left(1 + h_{fe}\frac{R_3}{R_3 + h_{ie2}}\right).$$

Pentru determinarea punctului static de funcționare scriem :

$$I_{C2} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{V_{BE}}{R_3} = \left(V_{CC}\frac{R_2}{R_2 + R_1} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_4};$$

$$I_{C1} = \frac{I_{C2}}{\beta_F} + \frac{V_{BE}}{R_3}$$

și obținem : $I_{C1} = 0{,}139$ mA ; $I_{C2} = 3{,}762$ mA.

Prin înlocuirea datelor numerice obținem :

$$h_{fcc} = 9\,100\ ; \quad A_V = 0{,}998.$$

b) $R_i = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \| [h_{ie1} + (h_{fcc} + 1)R_4] = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 125$ kΩ.

Dacă în calculul R_0 se consideră că R_g este nul :

$$R_0 = R_4 \| \left(\frac{h_{ie1}}{h_{fcc}}\right) \cong \frac{h_{ie1}}{h_{fcc}} = 1{,}97\ \Omega.$$

Dacă $R_g \neq 0$ și $R_g \ll R_1 \| R_2$ atunci :

$$R_0 = \frac{R_g + h_{ie1}}{h_{fcc}}.$$

Observație. În problema 10.17 a fost studiat un tranzistor echivalent la care prin utilizarea a două tranzistoare se obținea un tranzistor cu h_{ice} și h_{fce} mult îmbunătățite, g_{oe} nefiind esențial afectat. Tranzistorul echivalent din această problemă prezintă același h_{ie}, dar în schimb posedă g_{me} și h_{fce} mult mărite. Limitarea creșterii parametrilor în ambele cazuri este dată de rezistența R_s ce asigură cuplajul celor două tranzistoare introducînd o atenuare în curent nedorită.

Tranzistorul echivalent din această structură este caracterizat printr-o impedanță de intrare relativ mică. Problema următoare introduce o structură echivalentă la care această deficiență dispare.

10.20 *Să se determine amplificarea în tensiune, rezistența de intrare și rezistența de ieșire pentru circuitul din figura 10.20, a. Tranzistorul* T_1 *lucrează în regim de saturație a caracteristicilor și are* $I_{DSS} = 2$ *mA,* $V_P = -2{,}5$ *V, iar* T_2 *are parametrii* $V_{BE} = -0{,}6$ *V,* $\beta_F = 120$. *Condensatorul C este considerat scurtcircuit.*

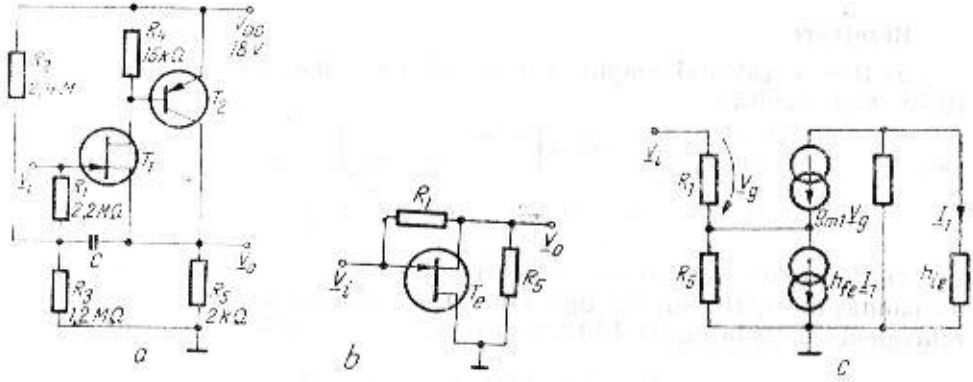


Fig. 10.20

Rezolvare

Pentru determinarea mărimilor de curent continuu scriem:

$$\begin{cases} I_D = \dfrac{V_{BE}}{R_4} + \dfrac{I_C}{\beta_F}; \\ I_D + I_C = \dfrac{V_S}{R_5}; \\ V_G = \dfrac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{CC}; \\ I_D = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_G - V_S}{V_P}\right)^2. \end{cases}$$

din care deducem: $I_D = 80$ μA; $I_C = 4$ mA; $V_G = 6$ V; $V_S = 8$ V

Tensiunea $V_{DS} = V_{CC} - V_{BE} - V_S = 9{,}4$ V, verificîndu-se condiția $V_{DS} > V_{GS} - V_P = 0{,}5$ V, deci T_1 lucrează în saturație. Panta lui T_1 rezultă din:

$$g_{m1} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 0{,}32 \text{ mA/V},$$

iar pentru T_1 rezultă $g_{m2} = 160$ mA/V, $h_{ie} = 625$ Ω.

Schema este echivalentă cu un repetor pe sursă de tipul celui din figura 10.20, *b* în care conductanța de transfer la semnal mic, g_{mc}, a lui T_c se determină pe circuitul echivalent din figura 10.20, *c* unde se pot scrie relațiile:

$$\underline{I} = g_{m1}\underline{V}_g - h_{fe}\cdot\underline{I}_1;$$

$$g_{m1}\underline{V}_g = -\left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{h_{ie}}\right)h_{ie}\underline{I}_1.$$

Panta echivalentă este:

$$g_{mc} = \frac{\underline{I}}{\underline{V}_g},$$

și dacă avem în vedere relațiile de mai sus

$$g_{mc} = g_{m1}\left(1 + h_{fe}\frac{R_4}{R_4 + h_{ie}}\right) \approx g_{m1}(1 \div h_{fe})$$

dacă $R_4 \gg h_{ie}$.

Prin efect Miller R_1 se transformă în $R_1' = 143$ MΩ conectată la intrare și $R_1'' = -140{,}8$ MΩ.

În final putem scrie :

$$A_V = \frac{g_{mc} R_4}{1 + g_{mc} R_4} = 0{,}985 ;$$

$$R_i = R_1' ;$$

$$R_0 = \frac{1}{g_{mc}} = 31{,}25 \ \Omega.$$

Observație. Tranzistoarele cu efect de cîmp oferă utilizatorilor o pantă g_m relativ mică, dar o impedanță de intrare foarte mare. Montajul studiat de această problemă permite, cu ajutorul tranzistorului T_3, mărirea pantei (g_{mc}) tranzistorului fără a afecta impedanța de intrare. Se obține un repetor pe sursă ce tinde să fie ideal sau, ceea ce este echivalent, un amplificator transimpedanță ideal.

10.21. *Montajul din figură este echivalent, la bornele* A, B *și* C, *cu un tranzistor.*

a) *Cu ce fel de tranzistor este echivalent montajul ?*

b) *Care este parametrul* h_{fee} *al tranzistorului echivalent ?*

c) *Dacă* $h_{fe1} = 30$, $h_{fe2} = 80$ *și* $h_{fe3} = 200$ *și* $I_{C3} = 10$ *mA, care este* h_{iee} *al structurii ?*

Rezolvare

a) Este un tranzistor *npn* (de tipul tranzistorului T_1).

b) Schema echivalentă cu parametrii *h* este reprezentată în figura 10.21, *b*.

$$h_{fee} = 1 + h_{fe1} + h_{fe1} h_{fe2} + h_{fe1} h_{fe2} h_{fe3}.$$

c) Dacă $I_{C3} = 10$ mA, atunci $I_{C2} = 50$ μA, iar $I_{C1} = 0{,}625$ μA. Rezultă $h_{ie1} = h_{iee} = 1\,200$ kΩ. Acest rezultat are sens, cu condiția ca să existe tranzistoare care la 0,625 μA, curent de colector, au $h_{fe} = 30$.

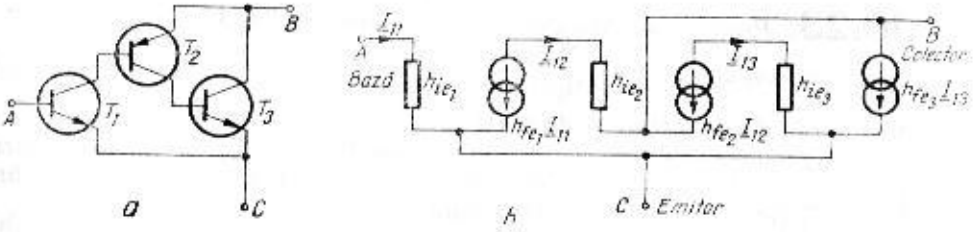


Fig. 10.21

10.22. *Se consideră amplificatorul de curent din figura 20.22 realizat cu tranzistoare cu cîștig în curent identic egal cu 100 și cu* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V. Să se calculeze :*

a) *amplificarea în curent,* $A_I = \frac{I_0}{I_i}$;

b) *impedanța de intrare și impedanța de ieșire.*

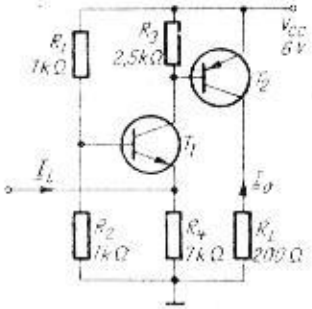


Fig. 10.22

Rezolvare

a) Vom scrie amplificarea A_I ca fiind produsul dintre :

— atenuarea la intrare pe divizorul format de R_4 și impedanța de intrare în T_1 ;

— amplificarea în curent a tranzistorului T_1 ;

— atenuarea la cuplaj dintre T_1 și T_2 ;

— amplificarea în curent a tranzistorului T_2.

Nu este necesar să ținem cont de o atenuare la cuplajul pe sarcină deoarece $h_{0e} = 0$, deci T_2 este considerat un generator ideal de curent. Scriem deci :

$$\underline{A}_I = \frac{I_e}{I_i} = \frac{R_i}{\dfrac{h_{ie1} + R_4 \| R_5}{h_{fe1}} + R_4} \cdot \frac{h_{fe1}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{R_5}{R_5 + h_{ie2}} \cdot h_{fe2}.$$

Determinînd punctele statice de funcționare obținem : $I_{C1} = 0{,}342$ mA ; $I_{C2} = 10.28$ mA ; $h_{ie1} = 7{,}29$ kΩ ; $h_{ie2} = 250$ Ω și, înlocuind, obținem $A_I = 90{,}9 \cong h_{fe2}$ deoarece atenuările la cuplaje sînt relativ mici, iar T_1 se comportă ca un repetor de curent.

$$b)\ R_i = R_4 \| \frac{h_{ie1} + R_5 \| R_5}{h_{fe1}} \cong \frac{h_{ie1}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_{m1}} = 73\ \Omega,$$

Dacă se calculează precis, $R_i = 77$ Ω.

$$R_0 = h_{fe2}^{-1} = \infty.$$

Observație. T_2 realizează întreaga amplificare în curent a schemei. Rolul lui T_1 este de a asigura o impedanță mică de intrare în amplificator, care devine astfel bun receptor de curent. Prin cuplarea celor două tranzistoare și datorită circuitelor de polarizare apar o serie de atenuări care micșorează cîștigul. Cu o astfel de schemă impedanța de intrare tinde către h_{i1}, spre deosebire de impedanța de intrare în T_2 (tranzistorul amplificator) care este $h_{i2} \gg h_{i1}$.

10.23. *Pentru amplificatorul din figura 10.23 să se determine :*

a) *transimpedanța,* $\underline{A}_Z = \dfrac{\underline{V}_e}{\underline{I}_i}$;

b) *impedanța de intrare și de ieșire ;*

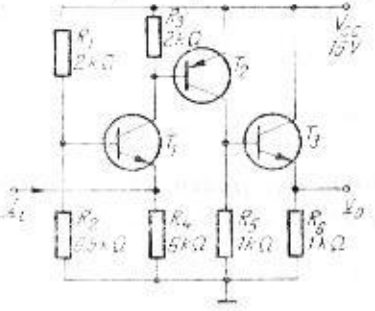


Fig. 10.23

c) *semnalul maxim de la intrare pentru care forma de undă la ieșire nu este distorsionată.*

Parametrii tranzistoarelor sînt :

$$h_{fe} = \beta_F = 100\ ;\ |\ V_{BE}\ | = 0{,}6\ \text{V}.$$

Rezolvare

a) Schema este formată dintr-un receptor de curent (T_1), un amplificator de transimpedanță (T_2 și R_3) și un repetor de tensiune. Restul componentelor sînt utilizate

pentru polarizare în curent continuu, introducînd o serie de atenuări. Pornind de la această observație scriem direct :

$$\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} = \frac{R_3}{\frac{h_{ie1} + R_1 \| R_2}{h_{fe1}} + R_4} \cdot \frac{h_{fe1}}{h_{fe1} + 1} \cdot \frac{R_7}{R_5 + h_{ie2}} \cdot (-h_{fe2} R_5) \cdot$$

$$\cdot \frac{h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) R_6}{R_5 + h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) R_6} \cdot \frac{(h_{fe2} + 1) R_6}{h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) R_6}$$

În relația anterioară termenii produsului, în ordinea scrierii, au următoarea semnificație :

— atenuarea la intrare datorată rezistențelor R_1, R_2 și R_4 ;
— amplificarea repetorului de curent T_1 ;
— atenuarea de cuplaj între primele două etaje ;
— amplificarea A_Z a tranzistorului T_2 ;
— atenuarea de cuplaj între ultimele două etaje ;
— amplificarea repetorului pe emitor.

Din calculul static deducem :

$$I_{C1} = 0{,}4 \text{ mA} ; \; I_{C2} = 10 \text{ mA} ;$$

$$I_{C3} = (R_6 I_C - V_{BE}) \frac{1}{R_6} = 9{,}4 \text{ mA} ;$$

$$h_{ie1} = 0{,}25 \text{ k}\Omega ; \; h_{ie2} = 250 \; \Omega ; \; h_{ie3} = 266 \; \Omega.$$

În aceste condiții :

$$A_Z \cong \frac{-R_7}{R_5 + h_{ie2}} \cdot h_{fe} R_5 = -88{,}88 \text{ k}\Omega.$$

b) Similar problemei anterioare, rezultă $R_i = 66{,}5 \; \Omega$.

$$R_0 = \frac{R_3 + h_{ie3}}{h_{fe}} \| R_5 \cong \frac{R_5 + h_{ie3}}{h_{fe}} = 12{,}66 \; \Omega.$$

c) $V_{0\,max} = min \, [R_6 I_{C3} ; \; (V_{CE2} - V_{BE})] = 4{,}4 \text{ V} ;$

$$\underline{I}_{i\,max} = \frac{V_{0\,max}}{A_Z} = 0{,}049 \text{ mA} ;$$

$$\underline{V}_{i\,max} = \underline{I}_{i\,max} \cdot R_i = 3{,}2 \text{ mV}.$$

Tensiunea care se aplică joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_1 este :

$$\underline{V}_{IT1} = \underline{V}_{i\,max} \cdot \frac{h_{ie1}}{h_{ie1} + (R_4 \| R_3) \frac{1}{h_{fe1}}} = 3 \text{ mV},$$

suficient de mică pentru a considera că lucrăm la semnal mic.

Observație. Funcțiile îndeplinite de cele trei tranzistoare din montaj sînt foarte diferite. T_2 amplifică, T_1 asigură adaptarea cu generatorul prezentîndu-i o impedanță mică pentru a recepționa cît mai bine variațiile de curent, iar T_3 asigură adaptarea cu sarcina prezentînd o impedanță de ieșire mică, accentuînd caracterul de generator de tensiune al montajului și izolînd rezistența R_6, sarcina amplificatorului, de sarcina propriu-zisă, asigurînd astfel un cîștig mare pentru amplificator. Deci circuitul este format dintr-un repetor de curent, un amplificator transimpedanță și un repetor de tensiune.

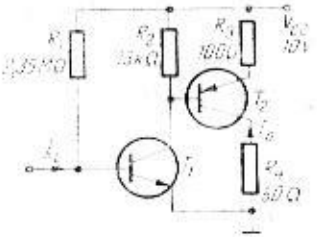


Fig. 10.24

10.24. *Să se calculeze:*

a) *impedanța de intrare;*

b) *amplificarea în curent,* $\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_0}{\underline{I}_i}$;

c) *curentul* $I_{0\ max}$,

pentru amplificatorul de curent din figura 10.24. Tranzistoarele complementare din montaj au $h_{fe} = \beta_F = 100$ *identici și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Rezolvare

a) $R_i = \frac{R_1 h_{ie1}}{R_1 + h_{ie1}}$.

În regim static:

$$I_{C1} = 0{,}4 \text{ mA}; \quad I_{C2} = 46 \text{ mA};$$

$$h_{ie1} = 6{,}25 \text{ k}\Omega; \quad h_{ie2} = 54 \ \Omega.$$

Deci: $R_i \cong h_{ie1} \cong 6{,}25$ kΩ.

b) $A_I = \frac{R_1}{R_1 + h_{ie1}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_2}{R_L + h_{ie2} + (\beta_{fe}+1)R_0} \cdot h_{fe}$:

$$A_I \cong \frac{R_1 h_{fe}^2}{R_0 + h_{fe} R_0} \cong 5\,652.$$

c) $\underline{I}_{0\ max} = \frac{\underline{V}_{i\ max}}{R_i}$;

$$V_{0\ max} = min\left[R_4 I_{C2};\ (V_{CE2} - V_{BE})\frac{R_i}{R_1 + R_i}\right] =$$

$$= min\ [2{,}3 \text{ V}; \ 0{,}83 \text{ V}] = 0{,}83 \text{ V};$$

$$I_{0\ max} = 16{,}6 \text{ mA}.$$

10.25. *Pentru amplificatorul din figura 10.25, a să se calculeze următoarele mărimi:*

a) *transimpedanța* $\underline{A}_z = \frac{\underline{V}_0}{\underline{I}_i}$;

b) *impedanța de intrare și amplificarea în tensiune* $\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_i}$;

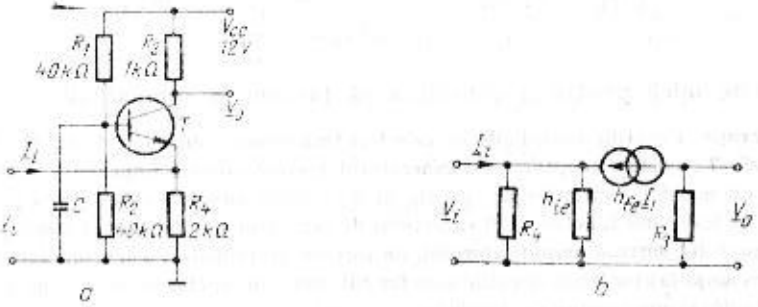


Fig. 10.25

c) frecvența limită de jos pentru cazul în care la intrarea amplificatorului este conectat un generator de tensiune și pentru cazul în care este conectat un generator de curent.

Parametrii tranzistorului sînt $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

a) Conform schemei echivalente din figura 10.25, *b* se poate scrie :

$$\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} = \frac{R_1}{R_1 + \dfrac{h_{ie}}{h_{fe}+1}} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \cdot R_3.$$

Deoarece $I_C = 2{,}7$ mA și $h_{ie} = 925\ \Omega$, obținem

$$\frac{V_o}{I_i} \cong R_3 = 1\ \text{k}\Omega.$$

b) Utilizînd aceeași schemă echivalentă se deduce :

$$R_i = \left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}\right) \| R_4 \cong \frac{1}{g_m} = 9{,}15\ \Omega.$$

Folosind mărimea anterior calculată, putem calcula simplu amplificarea în tensiune astfel :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = \frac{V_o}{I_i \cdot R_i} = A_Z \cdot \frac{1}{R_i} = 109{,}3.$$

c) Pentru calculul frecvenței limită de jos trebuie determinată rezistența echivalentă, R_e, la bornele condensatorului C :

$$R_e = R_1 \| R_2 \| [h_{ie} + (h_{fe} + 1)(R_4 \| R_g)].$$

Vom distinge cele două cazuri în care se calculează f_j prin $R_g = 0$ și $R_g = \infty$, calculînd :

$$R_{eV} = R_1 \| R_2 \| h_{ie} \cong h_{ie} = 0{,}925\ \text{k}\Omega$$

și respectiv :

$$R_{eI} = R_1 \| R_2 \| [h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_4] \cong \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 20\ \text{k}\Omega.$$

Vom determina frecvența limită de jos utilizînd relația :

$$f_j = \frac{1}{2\pi C R_e}$$

și vom obține pentru $R_g = 0$, $f_{jV} = 17{,}2$ Hz, iar pentru $R_g = \infty$, $f_{jI} = 0{,}79$ Hz.

10.26. *Tranzistoarele din amplificatorul reprezentat în figura 10.26 au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Se cere să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune a circuitului ;*

b) *amplitudinea maximă la ieșire ;*

c) *frecvența limită de jos a amplificatorului.*

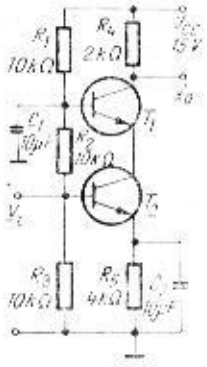


Fig. 10.26

Rezolvare

a) Conform soluției problemei 10.2 scriem

$$A_V = -g_m R_4.$$

Deoarece $I_{C1} = I_{C2} = 1{,}1$ mA, obținem $A_V = -88$.

b) $V_{2\,max} = min\,[R_4 I_{C2};\ (V_{CE2} - V_{BE})] = R_4 I_{C2} = 2{,}2$ V.

c) Dacă există în montaj două constante de timp, CR_e, care limitează frecvența de jos, se calculează efectul fiecărui condensator ca și cum celălalt este scurtcircuitat, obținîndu-se f_{j1} și f_{j2} pe baza cărora se calculează f_j cu relația :

$$f_j \cong \sqrt{f_{j1}^2 + f_{j2}^2}.$$

Considerînd C_2 infinit și putem scrie :

$$f_{j1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 [R_1 \| [R_s + (h_{ie1} \| R_2)]}, \text{ dacă } R_g = \infty$$

sau :

$$f_{j1} = \frac{1}{2\pi C_1 \cdot R_1 \cdot \| R_s}, \text{ dacă } R_g = 0.$$

Dacă se consideră C_1 infinit, atunci

$$f_{j2} = \frac{1}{2\pi C_2 \cdot R_3 \| \left(\frac{h_{ie1}}{h_{fe}}\right)}, \text{ dacă } R_g = 0,$$

sau :

$$f_{j2} = \frac{1}{2\pi C_2 \cdot \left[R_3 \| \left(\frac{h_{ie1} + R_1 \| R_2}{h_{fe}} \right) \right]}, \text{ dacă } R_g = \infty.$$

Înlocuind, obținem $f_{j1} = 3{,}03$ Hz pentru $R_g = \infty$ și $f_{j2} = 3{,}18$ Hz pentru $R_g = 0$. Influența rezistenței generatorului asupra limitării frecvenței de jos date de C_1 este neesențială.

Efectul C_2 este :

$$f_{j2} \cong \frac{1}{2\pi C_2 \frac{h_{ie1}}{h_{fe}}} = 701 \text{ Hz pentru } R_g = 0;$$

$$f_{j2} \cong \frac{1}{2\pi C_2 \frac{h_{ie1} + R_1 \| R_2}{h_{fe}}} = 219 \text{ Hz pentru } R_g = \infty.$$

În cazul lui C_2 efectul generatorului este foarte puternic.

Rezultatele numerice obținute permit aproximarea :

$$f_j \cong f_{j2}.$$

Deci, pentru valori egale de condensatoare, numai C_2 contează datorită rezistenței echivalente la borne mult mai mici și dependente de R_g.

Observație. Pentru $C_c = 10$ μF valoarea lui C_1 este nejustificat de mare. Chiar dacă acest condensator ar fi de 10 ori mai mic, efectul său ar fi tot neglijabil în comparație cu al C_2.

10.27. *În figura 10.27 a fost reprezentat un amplificator de curent. Tranzistoarele sînt identice și au* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Să se determine :*

a) *amplificarea în curent* $\frac{I_o}{I_i}$;

b) *impedanța de intrare a amplificatorului.*

Dacă se deconectează din montaj condensatorul C_1, *se obține un montaj pentru care se cere :*

c) *amplificarea în tensiune* $\frac{V_o}{V_i}$ *și amplificarea în curent* $\frac{I_o}{I_i}$;

d) *impedanța de intrare și de ieșire.*

Condensatoarele C_1 *și* C_2 *sînt considerate scurtcircuit la frecvențele de lucru.*

Rezolvare

Cuplarea directă a tranzistoarelor într-un amplificator poate conduce și la amplificarea derivei termice a punctului static de funcționare a primului etaj. Din acest motiv, în acest circuit apare o reacție negativă pe curent continuu care se opune acestui proces. Dacă există o tendință de variație a punctului static, tinde să fie anihilată prin conexiunea realizată cu divizorul de curent R_3, R_1. Spre exemplu, dacă I_{C1} are tendința să crească atunci scade potențialul în colectorul tranzistorului T_1, deci scade potențialul pe R_3, micșorînd pe I_{B1} și în consecință opunîndu-se tendinței de creștere a I_{C1}.

Pentru a calcula punctele statice de funcționare, scriem :

$$V_{CC} = (R_1 + R_2)I_{C1} + 2V_{BE} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} R_3 ;$$

$$V_{CC} \cong (R_1 + R_2)I_{C1} + 2V_{BE},$$

deci în această aproximare : $V_{CE1} = 2\,V_{BE}$ iar $I_{C1} = 0{,}93$ mA. Dacă nu se face aproximarea, atunci $V_{CE1} = 1{,}556$ V și $I_{C1} = 0{,}89$ mA.

$$I_{C2} = \left(R_2 I_{C1} + V_{BE} + R_3 \frac{I_{C1}}{\beta_F}\right) \cdot \frac{1}{R_4} = 1{,}6 \text{ mA} ;$$

$$V_{CE2} = 4{,}8 \text{ V} ;$$

$$h_{ie1} = 2{,}8 \text{ kΩ} ; \quad h_{ie2} = 1{,}56 \text{ kΩ}.$$

a) Vom scrie amplificarea în curent ca fiind produsul amplificărilor fiecărui tranzistor cu atenuările de cuplaj, la intrare și între cele două etaje.

$$A_I = h_{fe} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_s}{R_s + h_{ie1}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + h_{ie2}} = 7\,280$$

b) $R_i = \frac{h_{ie1} \cdot R_s}{h_{ie1} + R_s} \cong h_{ie1}$;

$R_i = 2{,}6$ kΩ $\cong 2{,}8$ kΩ.

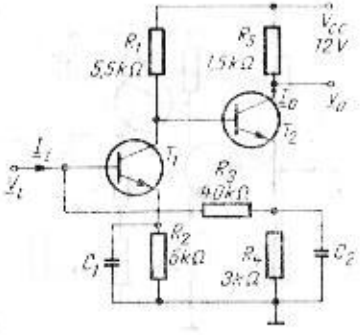


Fig. 10.27

c) Amplificarea poate rezulta din produsul amplificărilor celor d etaje atenuat de cuplajul dintre etaje :

$$A_V = \frac{R_1}{\frac{1}{g_{m1}} + R_2} \cdot \frac{h_{ie2}}{h_{ie2} + R_1} \cdot g_{m2} R_5 ;$$

$$A_V \cong \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_5}{h_{ie2} + R_1} \cdot h_{fe} = 24 ;$$

$$A_I = \frac{V_s}{R_0} \cdot \frac{1}{\frac{V_i}{R_1}} = A_V \cdot \frac{R_1}{R_0} ,$$

deci vom indica valoarea numerică după rezolvarea punctului *d*.

d) $R_i = R_3 \,||\, [h_{ie1} + R_2(h_{fe} + 1)] \cong R_3 ;$

$R_i = 37 \text{ k}\Omega \cong 40 \text{ k}\Omega ;$

$$R_0 = \frac{V}{I_s} = R_5 = 1{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Deci $A_I = 592$, mult mai mică decît cu C_1 în montaj. Prin deconectarea lu impedanța de intrare în T_1 a crescut foarte mult, atenuarea datorată circuit de polarizare a intrării a devenit mult mai mare. Prin înlăturarea conden torului C_2 și atenuarea dintre etaje ar crește foarte mult, diminuînd suplin tar amplificarea în curent și introducînd o reacție negativă în regim dina

10.28. *Tranzistoarele complementare ale circuitului din figura 1 au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *identici și* $|V_{BE}| = 0{,}6$.

a) *Să se calculeze impedanța de intrare a circuitului.*

b) *Să se determine amplificarea în curent și în tensiune a circuitul*

c) *Să se indice amplitudinea maximă a semnalului la ieșire.*

d) *Care sînt avantajele acestui circuit față de cel prezentat în probl anterioară ?*

Condensatorul C din montaj poate fi considerat ca avînd o valoare negli de mare.

Rezolvare

$I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_3} + I_{B2}$. Deci valoarea I_{C1} va fi foarte mică și ne putem aște

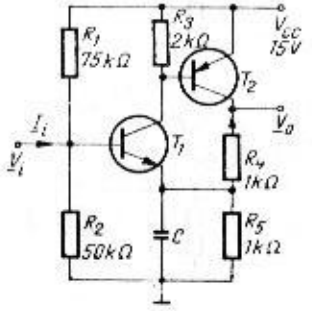


Fig. 10.28

ca inegalitatea $I_{C1} \ll I_{C2}$ să fie satisfăcută. aceste condiții scriem :

$$I_{C2} = \left(\frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}\right) \frac{1}{R_5} = 5{,}4 \text{ mA} ;$$

$$I_{C1} = 0{,}354.$$

Dacă se face un calcul mai riguros, se sc

$$I_{C1} + I_{C2} = \left(\frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}\right) \frac{1}{R_5}$$

și va rezulta $I_{C2} = 5{,}04$ mA, iar $I_{C1} = 0{,}35$ deci prima aproximație a fost suficient de b

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{BE} - R_5(I_{C1} + I_{C2}) = 9{,}1 \text{ V};$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - (R_4 + R_5)I_{C2} - R_5 I_{C1} = 4{,}57 \text{ V};$$

$$h_{ie1} = 7{,}14 \text{ k}\Omega; \; h_{ie2} = 0{,}196 \text{ k}\Omega.$$

a) $R_i = R_1 \| R_2 \| h_{ie1} = 5{,}76$ kΩ.

b) $A_I = \dfrac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + h_{ie1}} \cdot h_{fe} \cdot \dfrac{R_3}{R_3 + h_{ie2}} \cdot h_{fe} = 6\,472;$

$$A_V = \frac{I_0 R_6}{I_i R_i} = A_I \cdot \frac{R_0}{R_i}.$$

Deoarece $h_{02} = 0$, putem considera $R_0 = R_4$. Deci $A_V = 1\,123$.

c) $V_{0\,max} = min\,[R_4 I_{C2};\ (V_{CE} - V_{BE})] = min(5{,}4 \text{ V}; 3{,}97 \text{ V}) = 3{,}97$ V.

Deci limitarea apare odată cu creşterea semnalului la ieşire, mai întîi înspre zona de saturaţie a caracteristicilor de ieşire ale tranzistorului T_2.

d) Avantajul principal constă în faptul că decuplarea circuitului de polarizare, ce asigură o foarte bună stabilitate termică, se face cu un singur condensator. Prin folosirea unei astfel de scheme sînt create premizele utilizării eficiente a sursei de alimentare pentru obţinerea unor excursii mari ale semnalului la ieşire.

Observaţie. Un oarecare dezavantaj al montajului constă în faptul că tranzistorul T_1 lucrează, de regulă, la un curent de colector foarte mic, avînd deci o pantă redusă. Micşorarea rezistenţei R_4 afectează cuplajul între cele două etaje atît în curent, cît şi în tensiune.

10.29.

Se dă amplificatorul cu trei etaje din figura 10.29 construit cu tranzistoare cu $h_{fe} = \beta_F = 100$ *şi* $|V_{BE}| = 0{,}6$. *Să se determine:*

a) amplificarea în tensiune a montajului şi transimpedanţa acestuia;

b) amplitudinea maximă a semnalului la ieşirea circuitului;

c) frecvenţa limită de jos, f_j.

Rezolvare

Neglijînd curenţii de bază ai tranzistoarelor putem scrie:

$$I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_2} = 0{,}3 \text{ mA};$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE}}{R_4} = 0{,}3 \text{ mA};$$

$$I_{C3} = \left(V_{CC}\frac{R_1}{R_1 + R_2} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_3} - (I_{C1} + I_{C2}) = 0{,}48 \text{ mA};$$

$$h_{ie1} = h_{ie2} = 8{,}33 \text{ k}\Omega; \quad h_{ie3} = 5{,}2 \text{ k}\Omega.$$

c) $A_V = -g_{m1}\dfrac{R_3 h_{ie2}}{R_3 + h_{ie2}} \cdot g_{m2} \cdot \dfrac{R_4 h_{ie3}}{R_4 + h_{ie3}} \cdot g_{m3} R_6 = -19\,315;$

$$A_Z = \frac{V_0}{I_i} = \frac{V_0}{V_i} \cdot R_i;$$

$R_i = R_1 \| R_2 \| h_{ie1} = 6{,}24$ kΩ, deci $A_Z = 120$ MΩ.

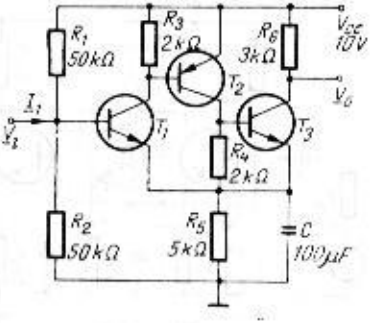


Fig. 10.29

b) $V_{0\ max} = min\,[R_6 I_{C3},\ (V_{CE3} - V_{BE})]$ dacă la intrările niciunui etaj nu este depășită condiția de semnal mic.

$$\underline{V}_{0\ max} = min\,(1{,}44\ \text{V};\ 2{,}56\ \text{V}) = 1{,}44\ \text{V}.$$

Pentru a afla amplitudinea la intrarea fiecărui etaj, va trebui să calculăm amplificarea tuturor acestora :

$$A_{V1} = -19{,}35\ ;\ A_{V2} = -17{,}33\ ;\ A_{V3} = -57{,}6\ ;$$

$$\frac{\underline{V}_{s\ max}}{A_{V3}} = -25\ \text{mV}.$$

Deci, chiar la intrarea T_3 semnalul este prea mare. Semnalul maxim la ieșire va trebui micșorat astfel încît să poată fi îndeplinită condiția de semnal mic pentru acest tranzistor.

c) $f_j = \dfrac{1}{2\pi C R_e}$,

unde :

$$R_e = R_5 \,||\, \left[\left(h_{ie1} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)\frac{1}{h_{fe}}\right] \,||\, \left[(h_{ie3} + R_4')\frac{1}{h_{fe}}\right],$$

iar $R_4' = R_4 \dfrac{1}{1 - A}$, unde A este amplificarea semnalului între baza și emitorul lui T_3. Deci :

$$A \cong \frac{h_{ie1} + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{h_{ie2} + h_{ie1} + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = 0{,}865\ ;$$

$$R_4' = 14{,}8\ \text{k}\Omega\ ;\quad R_e = 125\ \Omega.$$

Deci,

$$f_j = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 125}\ \text{Hz} = 12{,}73\ \text{Hz}.$$

10.30. *În structura circuitului amplificator din figura 10.30 se utilizează trei tranzistoare identice conectate în paralel, având parametrii :* $V_{BE} = 0{,}6$ *V ;* $I_{fe} = \beta_F = 100$ *;* $I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = 1{,}5$ *A. Condensatoarele din circuit pot fi considerate scurtcircuite.*

a) *Să se calculeze valoarea rezistenței* R.

b) *Amplificarea în tensiune și în curent a montajului* $\left(\dfrac{\underline{V}_0}{\underline{V}_g}\ ;\ \dfrac{\underline{I}_0}{\underline{I}_1}\right)$.

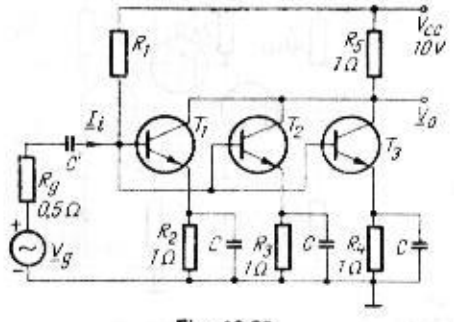


Fig. 10.30

Rezolvare

a) $R_1(I_{B1} + I_{B2} + I_{B3}) = V_{CC} - V_{BE} - I_{C1}R_5$, deci $R_1 = 175\ \Omega$.

b) Parametrii echivalenți ai tranzistorului compus din T_1, T_2 și T_3 sînt : $h_{ice} = \dfrac{1}{3}h_{ie1} = 0{,}55\ \Omega$; $h_{fce} = h_{fe}$; $g_{me} = 3\ g_{m1}$. Rezultă că prin conectarea în paralel a tranzistoarelor

obținem același cîștig în curent, dar o pantă multiplicată cu numărul tranzistoarelor cuplate.

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_g} = \frac{-h_{fce}}{h_{ice} + R_g} \cdot g_{mc} \cdot R_5 = -94{,}2.$$

În relația anterioară s-a considerat $R_1 \gg h_{ice}$.

$$\underline{A}_I = \frac{\underline{V}_3}{\underline{V}_g} \cdot \frac{R_g + h_{ice}}{R_3} = 100.$$

Se verifică faptul că $A_I = h_{fce} = h_{fe1}$.

Observație. Astfel de montaje sînt utilizate pentru obținerea unei pante echivalente mărite (cu aceeași tensiune se comandă un curent de n ori mai mare, dacă generatorul este suficient de „autoritar", adică $R_g \cong 0$), sau pentru distribuirea puterii disipate pe un număr mai mare de dispozitive active.

10.31. *În figura 10.31 este reprezentat un amplificator de tensiune cu cîștigul controlat prin potențialul* V. *Tranzistoarele au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *identice și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V. *Se cere să se calculeze :*

a) *dependența de* V *a amplificării în tensiune ;*

b) *care este domeniul în care poate varia* V *:*

c) *care este amplificarea pentru* $V_1 = -5$ V *și pentru* $V_2 = -10$ V *;*

d) *impedanța de intrare în montaj în cele două situații de la punctul* c.

Rezolvare

Potențialul V modifică punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor T_2 și T_4, determinînd valoarea amplificării montajului. Deoarece curenții de bază ai tranzistoarelor T_2 și T_4 sînt foarte mici, potențialul pe R_1 este nesemnificativ, neafectînd simetria circuitului. Potențialul V este egal cu potențialul pe R_1, deoarece $|V_{BE1}| = |V_{BE3}|$, deci este proporțional cu curentul de colector al T_3 ce se divide prin T_2 și T_4, fiind direct proporțional cu panta acestor tranzistoare.

$$a)\ \underline{A}_V = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_i} = -\frac{\underline{V}'_0}{\underline{V}_i} = \frac{g_m R_3}{2} = \frac{q}{KT} I_{C4} \frac{R_3}{2};$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C3}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V' + V_{BE1} - V_{BE3}}{R_4} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V'}{R_4},$$

deci :

$$A_V = \frac{q}{KT} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{R_3}{R_4} \cdot V'$$

și, ținînd cont de valorile concrete din montaj :

$$A_V = \frac{1}{4} \cdot \frac{q}{KT} \cdot V' = 10\ V'.$$

În calculele anterioare V' este un potențial măsurat față de V_{EE} și nu față de masă. Acesta este dezavantajul major al schemei. Deci $A_V = 10\,|V_{EE} - V|$; dependența direct proporțională a amplificării de un potențial nu este obținută în acest montaj.

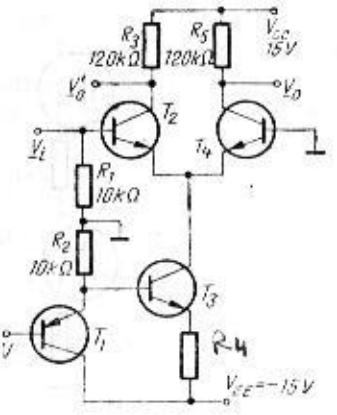


Fig. 10.31

b) Teoretic, V se poate modifica în limitele în care T_3 rămîne în regiunea activă normală cu punctul de funcționare. Deci, $V_{min} = V_{EE}$, iar $V_{max} = -|V_{BE}|$. Practic însă, micșorarea curentului sub o anumită limită modifică esențial parametrii fundamentali ai tranzistoarelor. Deci, aceste limite sînt condiționate și de dependența factorului $\beta_F = h_{fe}$ de curentul de colector.

c) $A_{V1} = 100$; $A_{V2} = 50$.

d) $R_i = \dfrac{R_1 \cdot h_{ie3}}{R_1 + h_{ie3}}$; $R_{i1} = 8{,}5$ kΩ ; $R_{i2} = 9{,}2$ kΩ.

Este mai util să se lucreze cu $|V$ de valori mai mari pentru că datorită curentului mic dat de T_3 impedanța de intrare tinde către R_1 și este din ce în ce mai puțin dependentă de mărimea $|V|$.

10.32. *Se consideră circuitul din figura 10.32, a și, cunoscînd parametrii celor două tranzistoare identice :* $r_d = 62$ kΩ ; $\mu = 10$, *să se determine amplificarea în tensiune și impedanța de ieșire.*

Rezolvare

Schema echivalentă a circuitului este reprezentată în figura 10.32, *b*. Conform acesteia scriem :

$$\mu \underline{V}_i + \mu V_{gs1} = I[2r_d + (\mu + 1)R_2 + R_1] ;$$

$$V_{gs1} = -IR_1 ;$$

$$V_o = -I(r_d + R_1) + \mu V_{gs1},$$

de unde rezultă :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = -\frac{\mu[r_d + (\mu + 1)R_1]}{2r_d + (\mu + 1)(R_1 + R_2)} .$$

Impedanța de ieșire R_o între drena tranzistorului T_2 și masă poate fi scrisă ca raportul între tensiunea în gol ($\underline{V}_o$) și curentul de scurtcircuit pe D_2, care se calculează astfel :

$$I_{sc} = -\frac{\mu V_i}{r_d + (\mu + 1)R_2} ,$$

deci :

$$R_o = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_{sc}} = \frac{[r_d + (\mu + 1)R_1][r_d + (\mu + 1)R_2]}{2r_d + (\mu + 1)(R_1 + R_2)} .$$

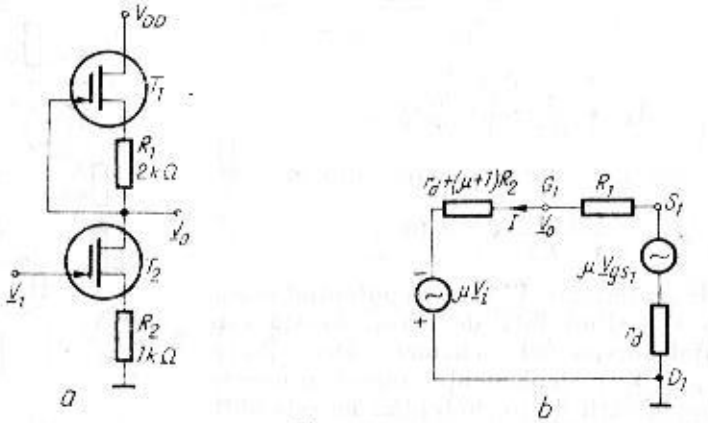


Fig. 10.32

Cu datele numerice ale problemei rezultă :

$$A_V = -5{,}35\,; \quad R_o = 39 \text{ k}\Omega.$$

Observație. Dacă $R_1 = R_2 = R$, relațiile pentru A_V și R_o devin :

$$A_V = -\frac{\mu}{2}\,; \quad R_o = 0{,}5[r_a + (\mu + 1)R].$$

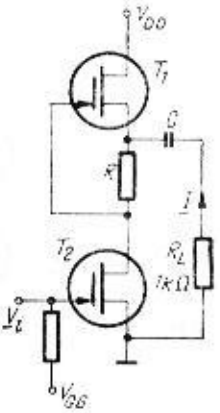


Fig. 10.33

10.33. *Tranzistoarele din circuitul reprezentat în figura 10.33 sînt identice și au* $r_a = 64\ k\Omega$, $\mu = 10$.

a) *Să se arate că curenții prin cele două tranzistoare sînt egali dacă este îndeplinită condiția :*

$$R = \frac{1}{g_m} + \frac{2R_L}{\mu}.$$

b) *În condițiile de la punctul anterior să se calculeze amplificarea în tensiune. Condensatorul din circuit este considerat scurtcircuit în bandă.*

Rezolvare

a) $2IR_L + \mu \underline{V}_{gs1} + Ir_a = 0$, unde $\underline{V}_{gs1} = -IR$, deci $I(2R_L + r_a) = I\mu R$ sau :

$$R = \frac{2R_L}{\mu} + \frac{1}{g_m} = 356\ \Omega.$$

b) Pentru calculul amplificării scriem :

$$(2R_L + R + r_a)I = \mu \underline{V}_i,$$

de unde :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = -\frac{2IR_L}{\underline{V}_i} = -2R_L \frac{\mu}{2R_L + R + r_a}$$

și, folosind rezultatul de la punctul precedent, scriem :

$$A_V = \frac{-2R_L\mu^2}{(\mu + 1)(2R_L + r_a)} = -0{,}275.$$

10.34. *Pentru circuitul din figura 10.34, a să se găsească expresiile tensiunii de ieșire,* V_o, *în funcție de tensiunile de intrare* V_{i1} *și* V_{i2}, *considerînd cele două tranzistoare identice și avînd următorii parametri :* $\mu = 20$; $r_a = 10\ k\Omega$.

Rezolvare

Utilizînd schema echivalentă din figura 10.34, *b* se poate scrie :

$$\mu \underline{V}_{i1} + \frac{\mu \underline{V}_{i2}}{\mu + 1} = I\left(r_a + \frac{r_a + R_a}{\mu + 1}\right);$$

$$\underline{V}_o = -R_a I,$$

din care rezultă :

$$\underline{V}_o = -\frac{\mu R_a}{(\mu + 2)r_a + R_a}\left[(\mu + 1)\underline{V}_{i1} + \underline{V}_{i2}\right].$$

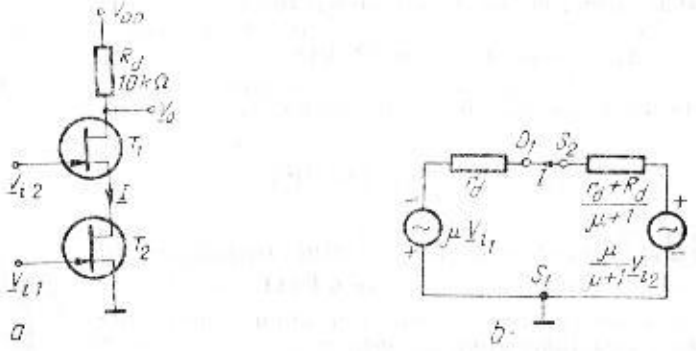


Fig. 10.34

Dacă $\underline{V}_{i2} = 0$,

$$\underline{A}_{V1} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_{i1}} = \frac{-\mu(\mu+1)R_d}{(\mu+2)r_d + R_d} = -18.26.$$

Dacă $\underline{V}_{i1} = 0$

$$\underline{A}_{V2} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_{i2}} = -\frac{\mu R_d}{(\mu+2)r_d + R_d} = -0.86.$$

10.35. *Să se determine pentru circuitul din figura 10.35, a*

$$\underline{A}_{V1} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} \text{ și } \underline{A}_{V2} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_{i2}},$$

pentru cazul în care tranzistoarele sînt identice și au $r_d = 10\ k\Omega$, $g_m = 2\ mA/V$.

Rezolvare

În figura 10.35, *b* este reprezentată schema echivalentă pe baza căreia se poate scrie prin superpoziție :

$$\underline{V}_o = \frac{\frac{r_d + R_d}{\mu+1}(-\mu \underline{V}_{i1}) + [r_d + (\mu+1)R_s]\frac{\mu \underline{V}_{i2}}{\mu+1}}{r_d + (\mu+1)R_s + \frac{r_d + R_d}{\mu+1}}.$$

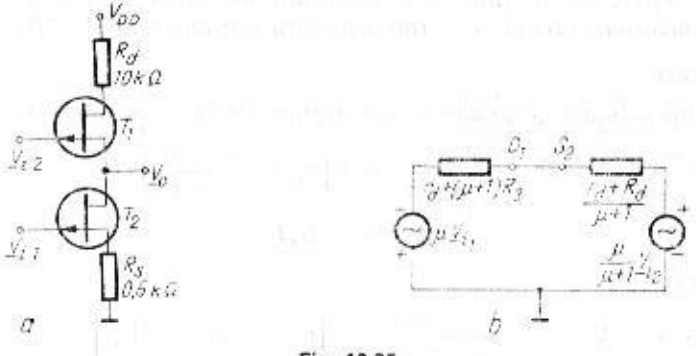


Fig. 10.35

Pentru $\underline{V}_{i2} = 0$:

$$\underline{A}_{V1} = \frac{-\mu(r_d + R_d)}{R_d + (\mu + 1)^2 R_S + (\mu + 2) r_d} = -0{,}9.$$

Pentru $\underline{V}_{i1} = 0$

$$\underline{A}_{V2} = \frac{\mu[r_d + (\mu + 1)R_S]}{R_d + (\mu + 1)^2 R_S + (\mu + 2) r_d} = 0{,}93.$$

10.36. *Montajul din figura 10.36, a este realizat cu tranzistoare având* $h_{ie} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V. Se cere :*

a) să se determine valoarea rezistențelor R_1 *astfel încît curenții de colector să fie egali cu 10 mA ;*

b) să se determine amplificarea în tensiune a circuitului ;

c) să se calculeze impedanța de intrare.

Rezolvare

a) Rezistențele R_1 trebuie astfel dimensionate încît să asigure polarizarea corectă a tranzistoarelor prin potențialul pe R_2 și curentul I_D. Deci :

$$\frac{V_{cc} - I_C R_3 - V_{BE}}{R_1} = I_E + \frac{I_C R_3 + V_{BE}}{R_2} = 3{,}3 \text{ mA},$$

de unde va rezulta : $R_1 = 2.21$ kΩ.

b) Pentru calculul amplificării vom utiliza schema echivalentă din figura 10.36, *b*, pe care se poate scrie :

$$\underline{V}_e = (2I + 2h_{fe}\underline{I})R_L,$$

$$\underline{V}_i = 2(1 + h_{fe})IR_L + R_3(h_{fe} + 1)I + h_{ie}\underline{I} + \frac{R_2}{R_1} \cdot [2(1 + h_{fe})\underline{I}R_L +$$

$$+ R_3(h_{fe} + 1)I + h_{ie}\underline{I}] ;$$

$$\underline{V}_i = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)[2(h_{fe} + 1)R_L + R_3(h_{fe} + 1) + h_{ie}]I.$$

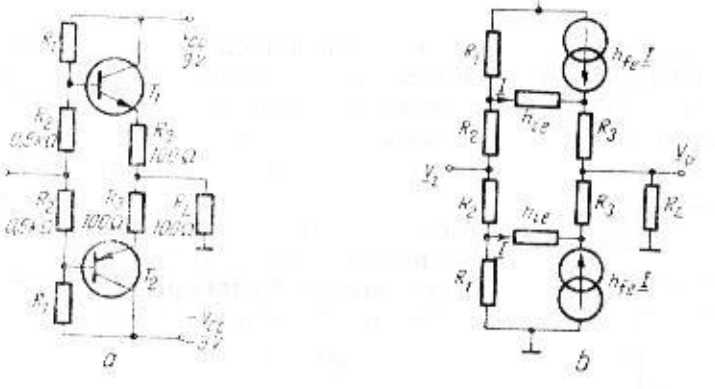


Fig. 10.36

Amplificarea rezultă :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left[1 + \frac{R_1}{2R_L} + \frac{h_{ie}}{2(h_{fe}+1)R_L}\right]},$$

dar poate fi aproximată suficient de bine prin :

$$A_V \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_1}{2R_L}\right)} = 0{,}546.$$

c) Pentru calculul R_i vom folosi mărimea $\underline{V}_i$ anterior calculată și mărimea $\underline{I}_i$ ce va fi calculată cu relația :

$$\underline{I}_i = \underline{I} + \frac{2(h_{fe}+1)\underline{I} \cdot R_L + R_2(h_{fe}+1)\underline{I} + h_{ie}\underline{I}}{R_1}$$

din care se va obține

$$R_i = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{(h_{fe}+1)\left(2R_L + R_1 + \frac{1}{g_m}\right)}};$$

dacă h_{fe} este suficient de mare, se poate scrie neglijînd termenul ce se sumează cu $1/R_1$:

$$R_i \cong R_1 + R_2.$$

Calculînd cu relația exactă, obținem :

$$R_i = 2{,}55 \text{ k}\Omega \cong R_1 + R_2 = 2{,}74 \text{ k}\Omega.$$

11. AMPLIFICATOARE CU REACȚIE

BREVIAR TEORETIC

● Un **amplificator cu reacție negativă** poate fi privit ca fiind o structură de tipul celei din figura 11.0, *a*, unde :

— *a* este un amplificator unidirecțional cu un cîștig suficient de mare ;

— *f* este un atenuator, pasiv de regulă, ce permite ca un semnal proporțional cu ieșirea să fie reintrodus la intrarea amplificatorului *a*.

Menționăm faptul că reprezentarea din figura 11.0, *a* este un model util pentru evaluări cantitative care nu are însă, în orice configurație concretă, un corespondent în realitate.

Funcția de transfer pentru această configurație se poate scrie cu bună aproximație sub următoarea formă :

$$\underline{A} = \frac{\underline{S}_e}{\underline{S}_i} = \frac{a}{1 + af} = \frac{a}{1 + T},$$

fiind îndeplinită, pentru cazul reacției negative, condiția ca $1 + af > 1$. Cu T s-a notat cîștigul pe buclă.

Dacă $1 + af \gg 1$, atunci $1 + af \cong af$ și

$$A = \frac{1}{f},$$

cîștigul întregului circuit depinzînd numai de funcția de transfer a cuadripolului pasiv. Această independență de parametri necontrolabili ai cuadripolului activ este „plătită" prin diminuarea de $(1 + T)$ ori a cîștigului amplificatorului. O serie de alte îmbunătățiri ale parametrilor amplificatorului se vor realiza tot pe baza diminuării cîștigului global.

● Mărimile S din figura 11.0, *a* pot fi curenți sau tensiuni, în patru situații distincte. Vom obține, corespunzător, patru **configurații de reacție,** caracterizate prin următoarele funcții de transfer :

— $A_V = \frac{a_V}{1 + a_V f_V}$, pentru reacția serie de tensiune (tensiune-tensiune, serie-paralel sau cu comparare pe buclă și eșantionare pe nod) ;

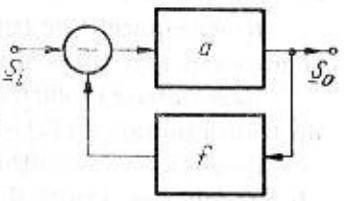


Fig. 11.0, a

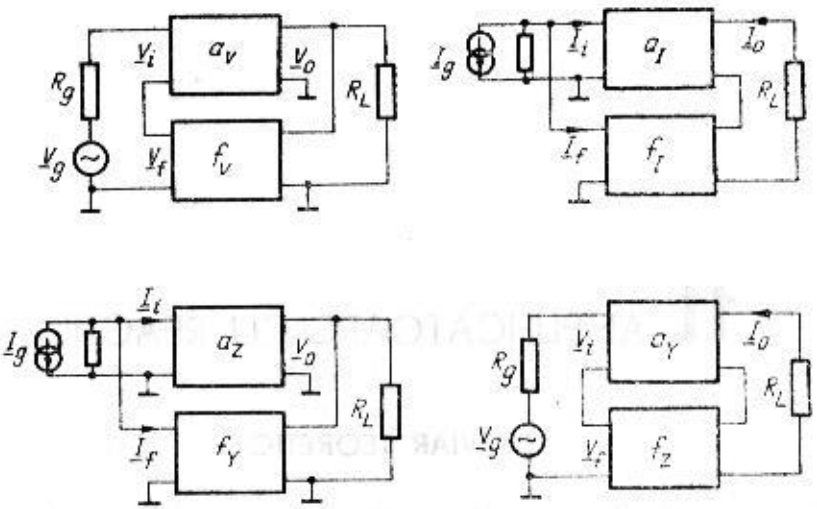


Fig. 11.0, b

— $\underline{A}_I = \frac{\underline{a}_I}{1 + \underline{a}_I \underline{f}_I}$, pentru reacția paralel de curent (curent-curent, paralel-serie sau cu comparare pe nod și eșantionare pe buclă);

— $\underline{A}_Z = \frac{\underline{a}_Z}{1 + \underline{a}_Z \underline{f}_Y}$, pentru reacția paralel de tensiune (curent-tensiune, paralel-paralel sau cu comparare pe nod și eșantionare pe nod);

— $\underline{A}_Y = \frac{\underline{a}_Y}{1 + \underline{a}_Y \underline{f}_Z}$, pentru reacția serie de curent (tensiune-curent, serie-serie sau cu comparare pe buclă și eșantionare pe buclă).

Reprezentările prin cuadripoli asociate acestor configurații sînt date în figura 11.0, *b*.

● **Configurații tipice de amplificatoare cu tranzistoare, asociate celor patru configurații, de reacție,** sînt reprezentate în figura 11.0, *c*. Au fost luate în considerație numai scheme echivalente în regim dinamic.

Reacția serie de tensiune presupune un amplificator de tensiune neinversor, realizat cu T_1 și T_2, și cuadripolul de reacție R_1, R_2.

Reacția paralel de curent este realizată într-o structură formată dintr-un amplificator de curent (T_3, T_4) și un divizor de curent (R_3, R_4) pentru introducerea reacției.

Reacția paralel de tensiune necesită un amplificator transimpedanță (T_5) și un cuadripol transadmitanță (R_5) pentru bucla de reacție.

Reacția serie de curent este realizată cu un tranzistor ce realizează funcția de transadmitanță (T_6) și un cuadripol transimpedanță (R_6) pe buclă.

Punerea în evidență a cuadripolului *a* și a cuadripolului *f* se face aplicînd regulile ce rezultă din figura 11.0, *d* pentru *a* și din figura 11.0, *e* pentru cuadripolul de reacție.

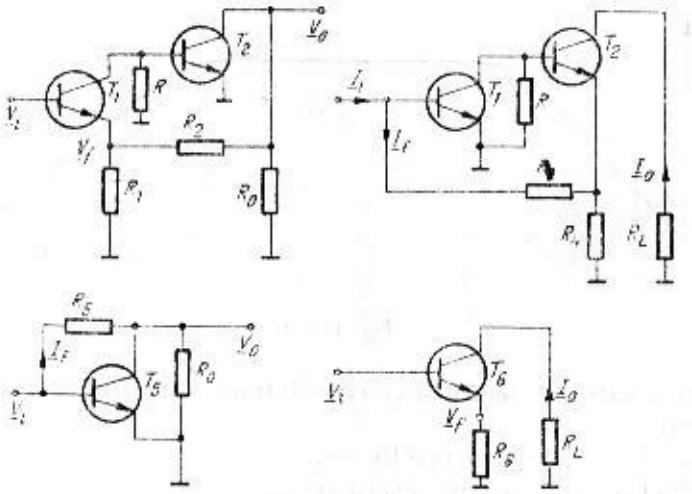


Fig. 11.0, c

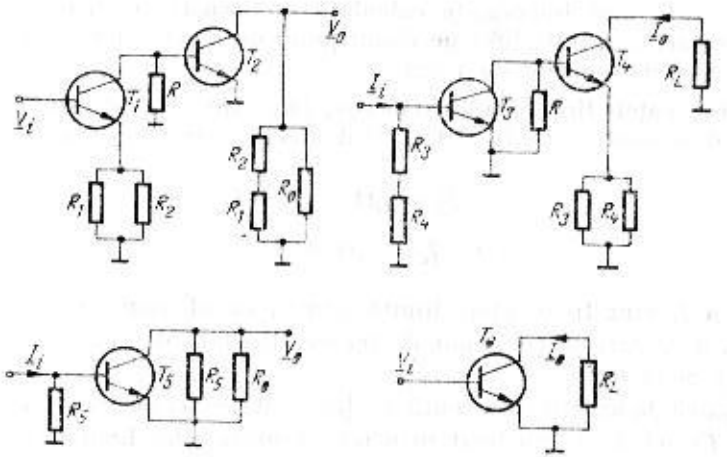


Fig. 11.0, d

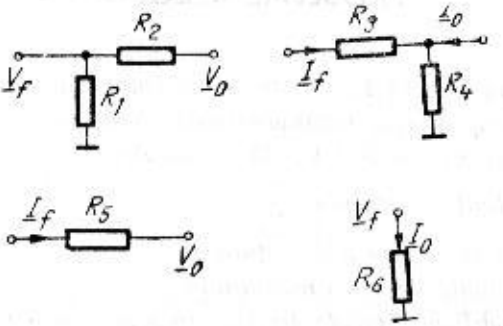


Fig. 11.0, e

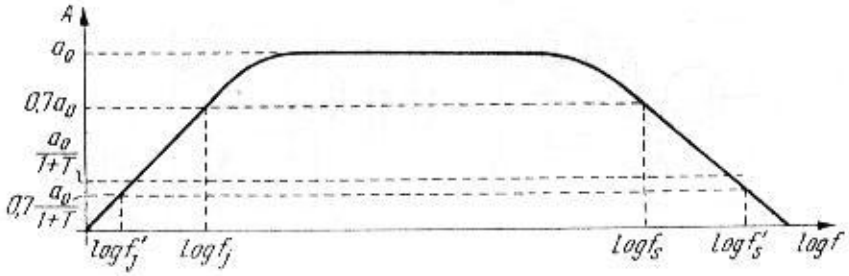


Fig. 11.0, f

● Pentru **calculul impedanţelor de intrare şi ieşire** vom aplica următoarele relaţii :

$R_i' = R_i(1 + T)$ pentru reacţii serie ;

$R_i' = R_i(1 + T)^{-1}$ pentru reacţii paralel ;

$R_0' = R_0(1 + T)$ pentru reacţii de curent ;

$R_0' = R_0(1 + T)^{-1}$ pentru reacţii de tensiune,

unde R_i şi R_0 sînt impedanţe calculate la bornele cuadripolului a, ţinînd cont de încărcarea introdusă de cuadripolul de reacţie, iar R_i' şi R_0' sînt cele asociate amplificatorului cu reacţie.

● **Frecvenţele limită de jos şi de sus,** dacă sînt date de o singură constantă de timp dominantă CR_e (v. 10.6), sînt afectate de reacţia negativă în felul următor :

$$f_j' = f_j(1 + T)^{-1};$$

$$f_s' = f_s(1 + T),$$

unde f_j şi f_s sînt frecvenţele limită pentru cazul amplificatorului în buclă deschisă, a, la care se ţine cont de încărcarea dată de cuadripolul de reacţie la intrare şi la ieşire.

Lărgirea benzii de frecvenţă se face tot pe seama scăderii amplificării de $(1 + T)$ ori, fapt exprimat prin reprezentarea din figura 11.0, *f*.

PROBLEME REZOLVATE

11.1. *În figura 11.1, a este reprezentat un amplificator cu reacţie serie de curent (amplificator transadmitanţă, $\underline{A}_Y$), realizat cu un tranzistor cu* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *şi* $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Să se calculeze :*

a) *transadmitanţa circuitului,* $\frac{\underline{I}_o}{\underline{V}_o}$;

b) *impedanţa de intrare a circuitului ;*

c) *frecvenţa limită de jos a montajului ;*

d) *efectul modificării rezistenţei* R_g, *în sensul măririi ei de 1 000 de ori asupra parametrilor calculaţi la primele trei puncte.*

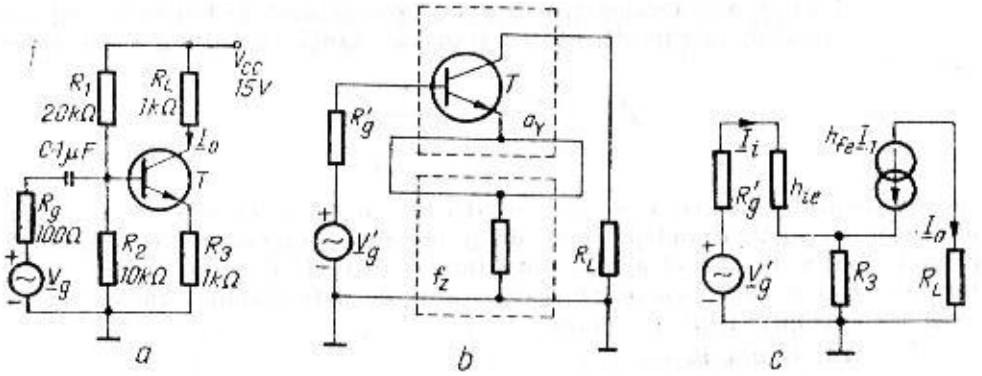


Fig. 11.1

Rezolvare

Separarea cuadripolilor de reacție și amplificator și a dipolilor generator și de sarcină este făcută în reprezentarea din figura 11.1, *b*, unde:

$$R'_g = \frac{R_g R_1 R_2}{R_g(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \cong R_g;$$

$$\underline{V}'_{g_1} = \underline{V}_g \frac{R_1 R_2}{R_g(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \cong \underline{V}_g;$$

pentru $R_g = 100\ \Omega$,

$$g_Y \cong g_m,\ f_Z = R_3.$$

Dacă R_g este suficient de mic se poate scrie:

$$\underline{A}_V \cong \frac{g_m}{1 + g_m R_3}.$$

Pentru evidențierea rolului rezistenței generatorului asupra câștigului ($\underline{A}_V$), amplificatorului cu reacție, vom utiliza schema echivalentă din figura 11.1, *c* pentru care scriem:

$$\underline{I}_0 = -h_{fe}\underline{I}_1;$$

$$\underline{V}'_g = (h_{ie} + R'_g)\underline{I}_1 + (h_{fe} + 1)\underline{I}_1 R_3,$$

din care rezultă:

$$\frac{\underline{I}_0}{\underline{V}'_g} = \frac{-g_m}{1 + g_m R_3 \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_3}\right)}.$$

Dacă este îndeplinită condiția

$$\frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_3} \ll 1,$$

atunci relația dedusă pe baza schemei echivalente din figura 11.1, *c* este identică cu cea aproximativă, scrisă aplicînd direct teoria reacției pe schema din figura 11.1, *b*.

Deci, dacă R'_g are o valoare prea mare (generatorul de tensiune degenerează în generator de curent), atunci transadmitanța circuitului tinde către valoarea:

$$\underline{A}_Y = \frac{1}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_3}}.$$

Inconvenientul principal al acestei situații este acela că nu mai avem un amplificator cu cîștigul independent de parametrii componentelor active, în primul rînd, și în al doilea rînd amplificarea depinde de impedanța generatorului. Deci circuitul își pierde capacitatea de a fi definit riguros și de a avea un comportament autonom.

În cazul limită în care:

$$\frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_3} \gg 1,$$

pentru cazul unui generator de curent la intrare obținem:

$$\underline{A}_Y = \frac{-g_m}{1 + g_m \frac{R'_g}{h_{fe}}} = -g_m \cdot \frac{h_{ie}}{h_{ie} + R'_g}.$$

Analizînd rezultatul obținut remarcăm că reprezintă produsul dintre cîștigul amplificatorului fără reacție (g_m) și atenuarea introdusă la intrare de cuplarea dintre generator și impedanța de intrare în amplificatorul fără reacție (h_{ie}). Deci pentru un generator de curent aplicat la intrare efectul reacției este anulat.

Din punct de vedere fizic acest lucru poate fi explicat prin faptul că potențialul de la ieșirea cuadripolului de reacție este divizat între R'_g și h_{ie} într-un raport deosebit de nefavorabil pentru h_{ie}. Deci semnalul de reacție în loc să fie aplicat amplificatorului, este aplicat, la limită, în întregime generatorului. În aceste condiții efectul de reacție este complet anulat, cîștigul amplificatorului fiind cel al unui circuit fără reacție, în care R_3 nu are nici un rol.

a) Conform celor anterior spuse:

$$\underline{A}_Y = \frac{1}{R_3},$$

dacă $1 + T = 1 + g_m R_3 \gg 1$. Estimînd punctul static de funcționare obținem: $I_C = 4{,}4$ mA; $h_{ie} = 568\ \Omega \cdot 1 + T = 177$ și în consecință $\underline{A}_Y = (1\ \text{k}\Omega)^{-1}$.

b) Conform teoriei reacției pentru reacția serie la intrare:

$$R'_i = R_i(1 + T),$$

unde R_i este impedanța de intrare în amplificatorul fără reacție (a_Y din fig. 11.1, *b*), iar R'_i este impedanța de intrare neglijînd efectul lui R'_g, deci al R_1, R_2 și R_g.

Deci

$$R_i = h_{ie}, \text{ iar } R'_i = h_{ie} + h_{fe} R_3 \cong h_{fe} R_3:$$

$$R'_i = 100.568\ \text{k}\Omega \cong 100\ \text{k}\Omega.$$

Pentru calculul impedanței de intrare în circuit trebuie să ținem cont și de circuitul de polarizare format de R_1 și R_2. Obținem:

$$R_{in} = R_i' \| \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cong \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

și înlocuind:

$$R_{in} = 6{,}25 \text{ k}\Omega \cong 6{,}66 \text{ k}\Omega.$$

c) $f = \frac{1}{2\pi\tau}$, unde $\tau = (R_g + R_{in})C$.

Prin înlocuire obținem $f_j = 25$ Hz.

Condensatorul C nu este afectat, ca valoare în cadrul proiectării schemei, de bucla de reacție negativă dacă în calcul, rezistența de intrare a intervenit cu valoarea determinată drept consecință a reacției.

d) Dacă $R_g = 100$ kΩ, atunci $R_g' = 6{,}25$ kΩ și obținem:

$$1 + T' = 1 + g_m R_3 \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R_g'}{R_3}\right) = 188,$$

față de:

$$1 + T = 1 + g_m R_3 = 177.$$

Modificarea nu este esențială datorită efectului divizorului R_1, R_2 care nu a permis creșterea R_g'. Deci:

$$\frac{I_e}{V_g'} = \frac{g_m}{1 + T'} = (0{,}936 \text{ k}\Omega)^{-1},$$

iar

$$\frac{I_e}{V_g} = \frac{R_1 R_2}{R_g(R_1 + R_2) + R_1 R_2} \cdot \frac{I_e}{V_g'} = (0{,}0585 \text{ k}\Omega)^{-1}.$$

Impedanța de intrare se modifică mai puțin: $R_{in} = 6{,}27$ kΩ, deoarece cîștigul pe buclă (T) a fost puțin afectat.

Frecvența limită de jos este puternic afectată de creșterea impedanței generatorului; rezultă $f_j = 1{,}5$ Hz.

Dacă, în cazul $R_g = 100$ Ω, f_j a fost determinat în principal de impedanța de intrare a amplificatorului ($R_{in} \gg R_g$), în cazul unui generator de curent ($R_g = 100$ kΩ) acest parametru este determinat de rezistența generatorului, nefiind afectat de reacție nici măcar indirect, prin R_{in} ($R_{in} \ll R_g$).

Observație. Structura unui circuit nu este singura care poate determina caracterul reacțiilor ce apar. Aceste reacții depind și de relația în care se află parametrii generatorului cu parametrii amplificatorului. În situații limită efectul reacției poate să dispară din circuit dacă rezistența generatorului este prea mare.

Pentru a simplifica modul de calcul în cazul în care rezistența de generator, prin valoarea ei prea mare, nu permite aplicarea simplă a teoriei reacției, putem aplica următoarea soluție:

— se calculează funcția de transfer a amplificatorului (A_V) și impedanța de intrare, considerînd la intrare un generator ideal ($R_g' = 0$, pentru reacție serie la intrare);

— se înmulțește funcția de transfer obținută cu atenuarea introdusă la intrare datorită valorii diferite de zero a R_g', luîndu-se în considerație impedanța de intrare cu reacția anterior calculată.

Acest procedeu este valabil și pentru reacția paralel la intrare. Vom exemplifica pentru circuitul care a făcut obiectul acestei probleme :

dacă $R'_g = 0$:

$$A_Y = \frac{\eta - g_m}{1 + g_m R_3};$$

$$R'_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_3;$$

dacă $R'_g \neq 0$, atunci celor conform anterior spuse :

$$A_Y = -\frac{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_3}{R'_g + h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_3} \cdot \frac{g_m}{1 + g_m R_3} = \frac{-g_m}{1 + g_m R_3 \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_3}\right)}.$$

Remarcăm faptul că se obține pentru funcția de transfer aceeași valoare ca cea obținută prin calcul direct, fără aplicarea teoriei reacției.

11.2. *Pentru circuitul din figura 11.2 să se calculeze următoarele mărimi :*

a) *amplificarea în tensiune,* $\frac{V_o}{V_i}$;

b) *impedanța de intrare* $\frac{V'_i}{I_i}$;

c) *frecvența limită de jos,* f_j :

d) *valoarea* h_{fe} *pentru tranzistorul din montaj pentru ca dacă* $R_g = \infty$, *câștigul pe buclă,* T, *să fie afectat numai cu 1% față de cazul în care* $R_g = 0$;

e) *amplitudinea maximă a semnalului la ieșirea circuitului.*

Parametrii tranzistorului sînt : $h_{fe} = \beta_F = 100$; $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

a) Pentru calculul amplificării în tensiune, va trebui să considerăm circuitul ca un amplificator transadmitanță cu reacție negativă, să determinăm A_Y și în continuare să scriem :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_i} \cdot R_3 = -A_Y \cdot R_3.$$

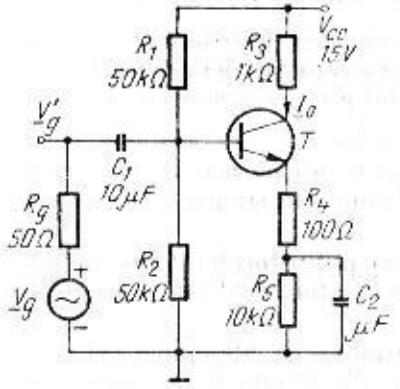


Fig. 11.2

Dacă $1 + T \gg 1$, atunci se poate aproxima $A_Y \cong \frac{1}{R_4}$ și în continuare :

$$A_V = -\frac{R_3}{R_4}.$$

Din considerente statice obținem $I_C = 0{,}66$ mA. Deci :

$$1 + T = 1 + g_m R_4 = 11{,}6 \gg 1,$$

și putem aproxima $A_V = -2{,}5$.

Calculul anterior a presupus că C_1 și C_2 sînt scurtcircuit în domeniul frecvențelor de lucru. De aceea în emitorul lui T în regim dinamic considerăm că există R_4 conectat la masă, iar în regim static, $R_4 + R_5$.

b) $R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \| [h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_4]$.

Calculînd $h_{ie} = 3{,}78$ kΩ, obținem : $R_{in} = 15{,}96$ kΩ.

c) Pentru început calculăm efectul fiecărui condensator separat, în condițiile în care celălalt este considerat infinit ca valoare și obținem :

$$f_{j1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_g + R_{in})} = 0{,}99 \text{ Hz} ;$$

$$f_{j2} \cong \frac{1}{2\pi C_2 \left(R_4 + \frac{h_{ie} + R_s}{h_{fe}} \right)} \cdot \frac{1}{1 + T} = 3{,}13 \text{ Hz}.$$

Efectul ambelor condensatoare poate fi aproximat prin relația :

$$f_j = \sqrt{f_{j1}^2 + f_{j2}^2} = 3{,}28 \text{ Hz} \cong f_{j2}.$$

d) Dacă $R_g \to \infty$, atunci R'_g (vezi relațiile din problema anterioară) tinde către valoarea

$$R'_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} .$$

Pentru ca $| T' - T | = 0{,}01\ T$, vom scrie :

$$0{,}1 g_m R_4 = \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R'_g}{R_4} ,$$

de unde rezultă că

$$h_{fe} = \frac{R'_g}{0{,}01 \cdot g_m R_4^2} = 591.$$

Creșterea $h_{fe\ min}$ este limitată de faptul că R'_g nu crește peste valoarea $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Într-un circuit la care R_{in} nu este limitată de circuitul de polarizare, efectul creșterii lui R_g este mult mai puternic asupra transmisiei pe buclă.

e) $\underline{V}_{o\ max} = min \left[R_3 I_C ;\ (V_{CE} - V_{BE}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right] = min(0{,}66\text{ V} ;\ 5{,}35\text{ V}) =$ $= 0{,}66$ V.

Observație. Transmisia pe buclă a fost limitată de valoarea relativ mică a I_C, ce a fost impusă pentru a putea fi obținută, cu această schemă simplă, o impedanță de intrare mai mare.

11.3. *Să se calculeze, în domeniul frecvențelor medii :*

a) *transadmitanța* $\frac{I_o}{V_i}$;

b) *impedanța de intrare ;*

c) *impedanța de ieșire,*

pentru amplificatorul din figura 11.3, a, construit cu tranzistoare ce au $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $| V_{BE} | = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Pentru o rezolvare simplă a problemei putem considera că tranzistoarele din montaj, împreună cu R_3 și R_4, formează un tranzistor echivalent T. În acest caz montajul devine de tipul celui din figura 11.1 și poate fi tratat

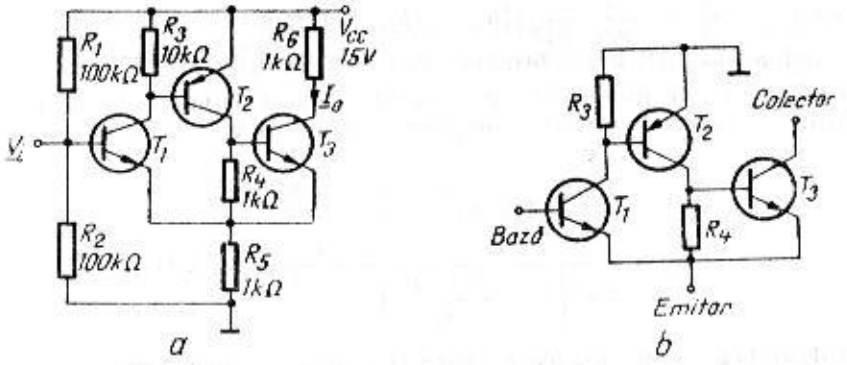


Fig. 11.3

identic. În figura 11.3, *b* este desenat tranzistorul echivalent T', pentru care se poate scrie panta echivalentă

$$g_{me} = g_{m1}\frac{R_s h_{ie3}}{R_s + h_{ie3}} \cdot g_{m2} \cdot \frac{R_4 h_{ie3}}{R_4 + h_{ie3}} \cdot g_{m3},$$

impedanța de intrare:

$$h_{ice} = h_{ie1}$$

și amplificarea în curent:

$$h_{fce} = g_{me} \cdot h_{ice}, \text{ sau } h_{fce} = h_{fe1}\frac{R_s}{R_s + h_{ie3}} \cdot h_{fe2}\frac{R_4}{R_4 + h_{ie3}} \cdot h_{fe3}.$$

Deci amplificarea în curent rezultă ca fiind produsul amplificărilor celor trei tranzistoare cu atenuările de cuplaj datorate rezistențelor de polarizare. Rolul R_3 și R_4 este de a mări curenții de colector ai primelor două tranzistoare în așa fel încît panta echivalentă să poată avea o valoare cît mai mare.

Pentru determinarea punctelor statice de funcționare scriem:

$$I_{C3} \cong \left(V_{CC}\frac{R_2}{R_2 + R_1} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_5} \cong \frac{V_{BE}}{R_4} - \frac{V_{BE}}{R_3} \cong 6{,}24 \text{ mA};$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE}}{R_4} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} = 0{,}66 \text{ mA};$$

$$I_{C1} = \frac{V_{BE}}{R_3} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} = 0{,}066 \text{ mA}$$

și obținem: $h_{ie1} = 37{,}8$ kΩ; $h_{ie2} = 3{,}78$ kΩ, $h_{ie3} = 0{,}4$ kΩ.

Înlocuind datele numerice obținute rezultă $g_{me} = 13{,}599$ kΩ^{-1} și $h_{fce} = 514\,061$.

a) Utilizînd mărimile anterior calculate obținem:

$$1 + T = 13\,600,$$

deci $a_Y = 1$ kΩ^{-1}.

b) $R_i = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50$ kΩ.

c) $R_0 = 1$ kΩ deoarece $h_{oe3} = 0$ și chiar dacă ar fi avut o valoare diferită de zero datorită $(1 + T)$ foarte mare care înmulțește impedanța de ieșire rezultatul ar fi fost același.

11.4. *Să se calculeze impedanța de ieșire a generatorului de curent constant din figura 11.4. Parametrii tranzistorului sînt următorii :* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $h_{oe}^{-1} = 1\ k\Omega$, $V_{BE} = 0{,}6\ V$.

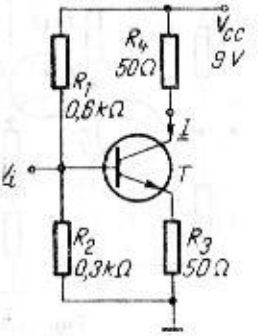


Fig. 11.4

Rezolvare

$R_o' = R_o(1 + T)$ unde R_o este impedanța de ieșire din montajul generator de curent fără a se ține cont de efectul reacției (cu bucla deschisă). Deci $R_o = h_{oe}^{-1}$.

Considerăm că $R_g = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ și că semnalul aplicat la intrare are amplitudinea $V_i = 0$. În aceste condiții, R_g fiind suficient de mic putem scrie :

$$1 + T = 1 + g_m R_3.$$

Deoarece $I_C = 48$ mA, rezultă $1 + T = 97$, iar $R_o' = 97$ kΩ.

11.5. *Se consideră un montaj de tipul celui din figura 11.3, a și se cere să se proiecteze pentru a îndeplini următoarele condiții :*

a) *amplitudinea maximă a curentului,* $I_{0\ max}$, *va fi de 20 mA ;*

b) $R_6 = 0{,}2\ k\Omega$;

c) *impedanța de intrare a amplificatorului* $R_i = 30\ k\Omega$;

d) *funcția de transfer* $\underline{a}_Y = \dfrac{\underline{I}_2}{\underline{V}_i} = \dfrac{1}{0{,}1\ k\Omega}$.

Rezolvare

Din datele problemei rezultă direct :

$I_{C3} = 20$ mA, $R_5 = 100\ \Omega$, $\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 30$ kΩ, dacă se pune condiția ca $1 + T$ să fie foarte mare. Pentru aceasta se impune ca g_{me} (v. problema 11.3) să fie maxim.

Avînd la dispoziție tranzistoare cu $h_{fe\ min} = \beta_{F\ min} = 100$ și $|V_{BE}| = 0{,}6$ V, trebuie pusă condiția ca $g_{me}(R_3, R_4)$ să fie maxim.

$$g_{me} = g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot g_{m3} \cdot \frac{R_3 h_{ie2}}{R_3 + h_{ie2}} \cdot \frac{R_4 h_{ie3}}{R_4 + h_{ie3}}.$$

Dacă punem condiția ca :

$$\frac{V_{BE}}{R_5} \gg I_{B2},$$

se poate scrie :

$$g_{me} \cong 40 V_{BE} h_{fe2} h_{fe3} \frac{1}{R_3 + \dfrac{h_{fe2}}{40 V_{BE}} \cdot R_4} \cdot \frac{R_4}{R_4 + h_{ie3}}$$

și se observă că $g_{me}(R_3, R_4)$ poate avea un extrem numai în funcție de R_4, deci din relația :

$$\frac{dg_m}{dR_4} = 0$$

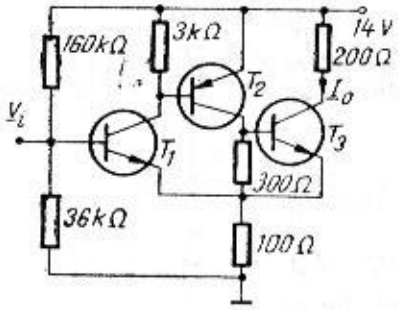


Fig. 11.5

vom putea determina valoarea optimă a rezistenței R_4. Rezolvînd ecuația anterioară obținem:

$$R_4 = \sqrt{40V_{BE}\frac{R_3}{h_{fe}}h_{ie3}}.$$

Punem condiția ca $I_{C1} \gg I_{B2}$ sub forma $I_{C1} = 11I_{B2}$ și obținem relația de calcul pentru R_3:

$$R_3 = 40V_{BE}h_{ie3}.$$

Deci, dacă $I_{C3} = 20$ mA, rezultă $h_{ie3} = 125\ \Omega$, $R_3 = 3$ kΩ, iar $R_4 = 300\ \Omega$.

Pentru proiectarea polarizării amplificatorului scriem:

$$R_5(I_{C1}^{*} + I_{C2} + I_{C3}) + V_{BE} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

$$V_{CE3\ min} = V_{BE} + I_{0\ max}(R_5 + R_6) = 6{,}6\ \text{V}.$$

Alegem $V_{CE3} = 7$ V și scriem:

$$V_{CC\ min} = V_{CE3}^{*} + R_6 I_{C3} + R_5(I_{C1} + I_{C2} + I_{C3}) \cong$$
$$\cong V_{CE3} + (R_6 + R_5)I_{C3} = 13\ \text{V}.$$

Pentru a avea o funcționare cît mai liniară a T_3, alegem $V_{CC} = 14$ V, și folosind relații anterioare scriem:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}185,$$

$$R_i = 30\ \text{k}\Omega = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

implică $R_1 = 160$ kΩ și $R_2 = 36$ kΩ.

Va rezulta amplificatorul din figura 11.5, pentru care trebuie să verificăm faptul că $1 + T \gg 1$.

Deoarece: $I_{C1} = 0{,}2$ mA; $I_{C2} = 2$ mA; $I_{C3} = 20$ mA; rezultă: $h_{ie1} = 12{,}5$ kΩ; $h_{ie2} = 1{,}25$ kΩ; $h_{ie3} = 0{,}125$ kΩ, pe baza cărora determinăm $g_{me} = 109\,056\ \text{k}\Omega^{-1}$, deci $T = 10\,906$.

11.6. *Se dă amplificatorul cu reacție serie de curent din figura 11.6, a. Tranzistorul are* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ *și se cere să se calculeze amplificarea în tensiune a montajului.*

Rezolvare

Schema echivalentă în curent alternativ este reprezentată în figura 11.6, *b*. Se poate scrie direct amplificarea în tensiune a circuitului, utilizînd relațiile:

$$\underline{V}_i = -\left(h_{ie} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) I_1;$$

$$\underline{V}_0 = -R_3 I_0 = -R_3 h_{fe} I_1,$$

deci:

$$A_V = \frac{h_{fe}R_3}{h_{ie} + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}.$$

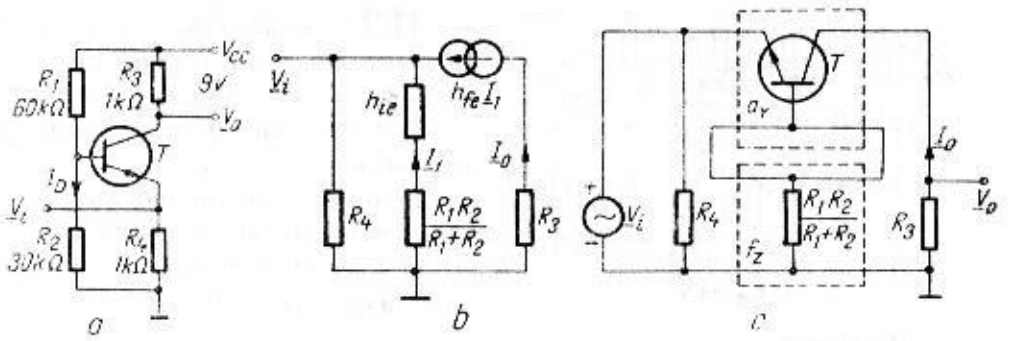


Fig. 11.6

Folosind relaţiile :

$$R_2 I_D - R_1 I_C = V_{BE},$$

$$(R_1 + R_2) I_D + \frac{R_1}{\beta_s} I_C = V_{CC}$$

obţinem : $I_C = 1{,}83$ mA şi $h_{ie} = 1{,}36$ kΩ. Deci : $A_V = 4{,}68$. Ţinînd cont de raportul între h_{ie} şi $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ putem scrie :

$$A_V \cong \frac{h_{fe} R_1}{R_1 R_2} (R_1 + R_2) = 5.$$

Observaţie. Cu toate că R_1 şi R_2 introduc o reacţie serie de curent, cîştigul amplificatorului depinde de h_{fe}. Explicaţia poate fi dată dacă se tratează circuitul cu teoria reacţiei. În figura 11.6, *c* a fost redesenat amplificatorul pentru a fi puse în evidenţă structurile cuadripolilor de reacţie şi cuadripolului amplificator.

Se observă că la intrarea cuadripolului de reacţie nu se aplică I_o, ci $\frac{I_o}{h_{fe}}$. Deci :

$$A_V = \frac{a_V}{1 + a_V f_Z} = \frac{g_m}{1 + g_m \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{h_{fe}}} \cong h_{fe} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2},$$

iar $A_V = A_V \cdot R_3$.

Dacă f_Z depinde de h_{fe}, este normal ca şi cîştigul amplificatorului cu reacţie să depindă de acest parametru.

O altă deficienţă a acestui amplificator o constituie impedanţa de intrare foarte mică :

$$R_i' = (1 + T) \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{h_{fe}} = 213\ \Omega,$$

De regulă putem scrie :

$$R_i' \cong \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{h_{fe}} = 200\ \Omega,$$

fără a obţine o eroare prea mare. Dacă se ţine cont şi de valoarea R_4, vom obţine $R_i = 175\ \Omega$.

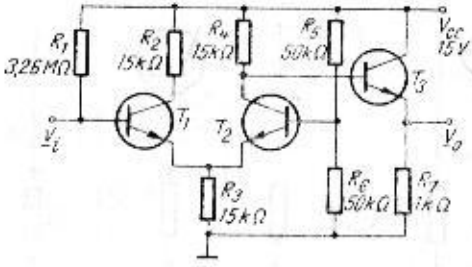


Fig. 11.7

11.7. *Amplificatorul din figura 11.7 este realizat cu tranzistoare ce au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

a) *Să se calculeze amplificarea în tensiune a circuitului.*

b) *Să se determine impedanțele de intrare și de ieșire ale circuitului.*

c) *Care este excursia maximă a tensiunii la ieșirea circuitului ?*

Rezolvare

Amplificatorul poate fi gîndit ca fiind format dintr-un repetor pe emitor (T_1), un amplificator transadmitanță cu reacție prin $\frac{R_3R_6}{R_5+R_6}$ care debitează curentul de ieșire pe R_4 și un receptor pe emitor la ieșire.

a) Amplificarea în tensiune se poate scrie ca un produs al cîștigurilor realizate de tranzistoare și de atenuările produse de cuplaje :

$$A_V = \frac{h_{ie1} + \frac{R_5R_6}{R_5+R_6}}{h_{ie1} + h_{ie2} + \frac{R_5R_6}{R_5+R_6}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{R_3R_6}{R_3+R_6} \cdot \frac{1}{h_{fe2}}} \cdot R_4 \cdot \frac{h_{ie3} + (h_{fe3}+1)R_7}{R_4 + h_{ie3} + (h_{fe3}+1)R_7}.$$

Pentru a evalua posibilitatea simplificării acestei relații, trebuie estimat regimul static al circuitului. Rezultă : $I_{C1} = I_{C2} = 0{,}23$ mA ; $I_{C3} = 10{,}95$ mA, deci : $h_{ie1} = h_{ie2} = 10{,}86$ kΩ ; $h_{ie3} = 228$ Ω ; $g_{m2}^{-1} = 9{,}2$ kΩ. Deci $A_V = 28$.

b) Impedanța din emitorul tranzistorului T_1 este cu bună aproximație impedanța de intrare în amplificatorul transadmitanță, deci :

$$R_i = h_{ie1} + h_{ie2} + \frac{R_5R_6}{R_5+R_6} = 2h_{ie1} + \frac{R_5R_6}{R_5+R_6} = 46{,}72 \text{ kΩ}.$$

Impedanța de ieșire din amplificatorul transadmitanță este foarte mare, datorită reacției serie de curent, deci R_4 este rezistența generatorului echivalent la intrarea repetorului realizat cu T_3. Deci :

$$R_o = \frac{R_4 + h_{ie3}}{h_{fe3}} \,||\, R_7 = 132 \ \Omega.$$

c) $V_{o\,max} = min\left[R_4 I_{C3} ; (V_{CE2} - V_{BE}) \frac{R_4}{R_4 + h_{ie3}}\right] = min(3{,}45 \text{ V} ; 4{,}02 \text{ V}) =$
$= 3{,}45$ V.

11.8. *În figura 11.8, a este reprezentat un amplificator transadmitanță (cu reacție paralel de tensiune). Tranzistoarele au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Se cere să se determine :*

a) *valoarea rezistenței* R_3 *pentru ca amplitudinea de tensiune la ieșire să fie maximă ;*

b) *transimpedanța pentru* $R_4 = \infty$;

c) *impedanțele de intrare și ieșire din circuit.*

d) *cum influențează funcționarea circuitului valoarea finită a rezistenței de generator* R_g.

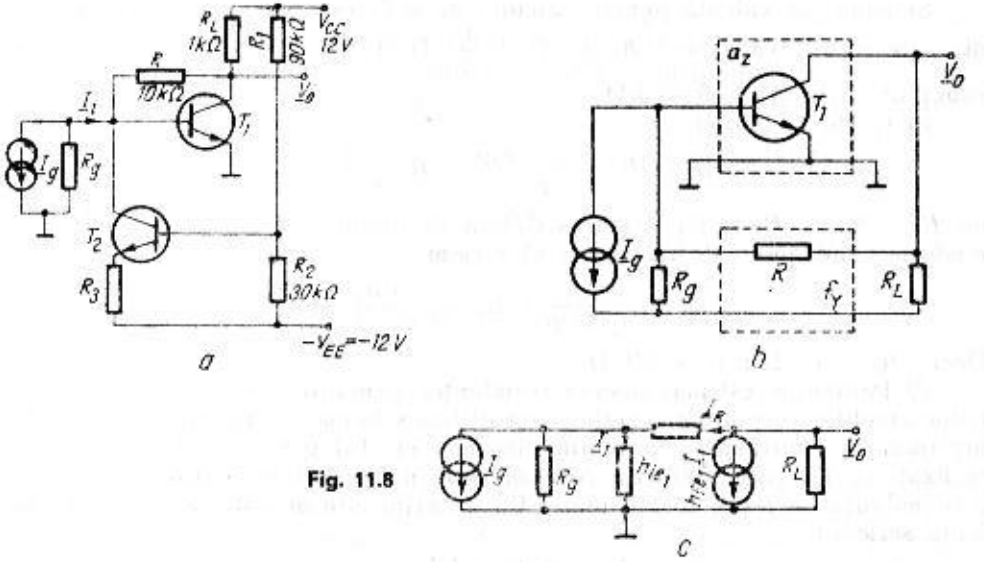


Fig. 11.8

Rezolvare

Tranzistorul T_1 are funcţia de amplificare în montaj, iar T_2 este utilizat ca generator de curent constant ce fixează potenţialul la bornele rezistenţei R, deci potenţialul V_{CB}, fixînd punctul static de funcţionare al montajului, dacă $I_{B1} \ll I$.

a) Pentru ca amplitudinea la ieşire să fie maximă, trebuie îndeplinită condiţia :

$$\frac{V_{CC} - V_{BE}}{2} = R_L(I_{C1} + I) = V_{CE1} - V_{BE},$$

care exprimă faptul că prin creşterea semnalului la ieşire, semnalul intră în zona de saturaţie şi tăiere pentru amplitudini foarte apropiate.

Observăm că potenţialele statice la bornele rezistenţelor R şi R_L sînt identice, deci

$$IR = (I + I_{C1})R_L,$$

de unde rezultă :

$$IR = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{2}$$

şi $I = 0{,}57$ mA, $I_{C1} = 5{,}13$ mA, $I_{B1} = 0{,}0513$ mA.

Deci, curentul constant generat de T_2 va fi $I - I_{B1} = 0{,}5187$ mA. În aceste condiţii :

$$R_3 = \left[(V_{CC} + V_{BE})\frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}\right]\frac{1}{I - I_{B1}} = 10{,}4 \text{ kΩ}.$$

b) Conform teoriei reacţiei :

$$A_Z = \frac{a_z}{1 + a_z f_Y} \cong \frac{1}{f_Y} \text{ dacă } 1 + a_z f_Y \gg 1.$$

Deci $A_Z \cong -10$ kΩ şi va trebui calculat cîştigul pe buclă pentru confirmarea rezultatului.

Schema echivalentă pentru calculul a_Z și f_Y este dată în figura 11.8, *b*, din care rezultă că $a_Z = -h_{fe}R_L$, $f_Y = \frac{1}{R}$. Deci : $1 + T \cong 10 \gg 1$. Calculînd exact obținem $A_Z = 9{,}09$ kΩ.

c) Conform teoriei :

$$R_i' = R_i \frac{1}{1+T}\,;\quad R_o' = R_o \frac{1}{1+T},$$

iar $R_i \cong h_{ie1}$ și $R_0 \cong R_L$. Riguros trebuie să ținem cont de încărcarea introdusă de cuadripolul de reacție și să scriem :

$$R_i = \frac{h_{ie1}R}{h_{ie1} + R}\,;\quad R_o = \frac{RR_L}{R + R_L}.$$

Deci : $R_i' = 42\ \Omega$; $R_o' = 82\ \Omega$.

d) Pentru a estima efectul rezistenței generatorului asupra parametrilor amplificatorului cu reacție, vom utiliza schema din figura 11.8, *c*, unde neglijăm în continuare, în regim dinamic, efectul generatorului de curent realizat cu T_2, care, datorită reacției serie de curent introduse de R_3, are o impedanță de ieșire foarte mare. Cu notațiile din această schemă echivalentă scriem :

$$\underline{V}_0 = \underline{I}_R R + \underline{I}_1 h_{ie1}\,;$$

$$\underline{I}_R = \underline{I} + \underline{I}_1\left(1 + \frac{h_{ie1}}{R_g}\right);$$

$$\frac{V_o}{R_L} = \underline{I}_R + h_{fe}\underline{I}_1.$$

Dacă se rezolvă acest sistem de ecuații și sînt îndeplinite condițiile : $h_{fe}R \gg h_{ie1}$; $h_{fe}R_C \gg h_{ie1}$; $h_{fe}R_C \gg R$, atunci :

$$\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_g} = \frac{-a_Z}{1 - a_Z \cdot \frac{1}{R}\left(1 + \frac{h_{ie1}}{R_g} \cdot \frac{R + R_L}{R_L} \cdot \frac{1}{h_{fe}}\right)},$$

unde $a_Z = -h_{fe}(R_L \parallel R)$.

În cazul în care :

$$1 \cong \frac{h_{ie1}}{R_g} \cdot \frac{R + R_L}{R_L} \cdot \frac{1}{h_{fe}},$$

obținem :

$$A_Z = \frac{R}{1 + \frac{R + R_L}{R_L}\left(\frac{1}{g_{m1}R_g} + \frac{1}{h_{fe}}\right)} \neq R.$$

Deci cîștigul nu mai depinde puternic de bucla de reacție, ci depinde și de generator, tranzistor și rezistența de sarcină prin R_g, g_m și R_L.

În cazul limită în care :

$$\frac{h_{ie1}}{R_g} \cdot \frac{R + R_L}{R_L} \cdot \frac{1}{h_{fe}} \gg 1$$

rezultă că :

$$A_Z = h_{fe}\frac{RR_L}{R + R_L} \cdot \frac{R_g}{R_g + h_{ie}},$$

a fără reacție (în buclă deschisă) înmulțită cu atenuarea plarea între generator și intrarea amplificatorului.

În concluzie, dacă se atacă un amplificator cu reacție paralel la intrare, folosind generator de tensiune, efectul reacției este anulat. Fizic, acest lucru se explică prin faptul că I_{Ri}, curentul la ieșirea cuadripolului de reacție, trece necondiționat prin R_g și nu mai contribuie, ca semnal, la intrarea în amplificator. Reacția este scurtcircuitată de generator, așa cum la reacția de tip serie la intrare generatorul întrerupea reacția (problema 11.1).

11.9. *Amplificatorul cu reacție paralel de tensiune din figura 11.9, a este construit cu tranzistoare având* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ *V. Să se determine:*

a) *funcția de transfer* $\frac{V_o}{I_i}$ *(transimpedanța);*

b) *impedanțele de intrare și de ieșire;*

c) *amplitudinea maximă a tensiunii la ieșire și a curentului la intrare.*

Rezolvare

Circuitul este format din tranzistorul T_1 ce are funcția de amplificator de transimpedanță și din tranzistorul T_2 cu rol de repetor de tensiune, contribuind la micșorarea impedanței de ieșire în condițiile în care R_1 trebuie să aibă o valoare mare pentru a se obține un cîștig suficient în bucla deschisă.

În curent continuu putem scrie:

$$I_{B1} = (V_{CC} - \beta_F I_{B1} R_1 - 2V_{BE}) \frac{1}{R_1},$$

de unde rezultă:

$$I_{B1} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{1 + \beta_F \frac{R_2}{R_3}} = 0{,}01 \text{ mA}; \quad I_{C1} = 1 \text{ mA};$$

$$I_{C2} = (V_{BE} + R_2 I_{B1}) \frac{1}{R_3} + I_{B1} = 1{,}5 \text{ mA},$$

deci: $h_{ie1} = 2{,}5$ kΩ; $h_{ie2} = 1{,}66$ kΩ.

a) Conform teoriei reacției și schemei din figura 11.9, *b*:

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z f_Y}, \text{ unde: } a_Z = -h_{fe} R_1; \quad f_Y = -\frac{1}{R_2},$$

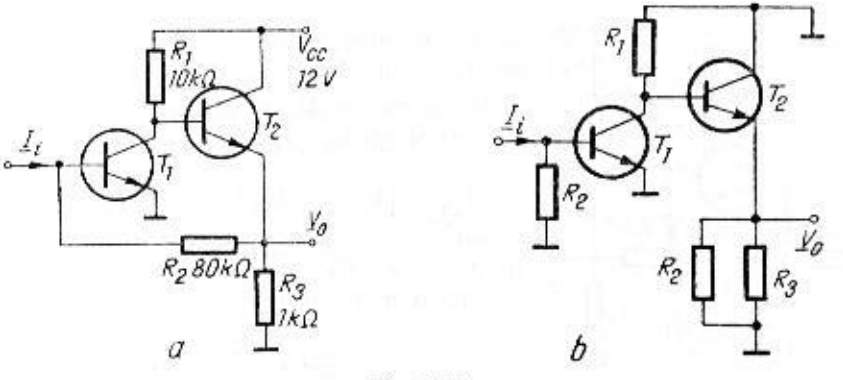


Fig. 11.9

deci : $1 + T = 1 + 100 \cdot 10 \frac{1}{80} = 13{,}5.$

$$A_Z = -74 \text{ k}\Omega \cong -R_3 = -80 \text{ k}\Omega.$$

b) $R_i' = R_i \frac{1}{1+T} = (h_{ie1} \parallel R_2) \frac{1}{1+T} \cong h_{ie1} \frac{1}{1+T} = 185\ \Omega;$

$$R_o' = R_o \frac{1}{1+T} = \left[\left(\frac{R_1 + h_{ie2}}{h_{fe}}\right) \parallel R_2 \parallel R_3\right] \cdot \frac{1}{1+T};$$

$$R_o' \cong \left[\left(\frac{R_1 + h_{ie2}}{h_{fe}}\right) R_3\right] \frac{1}{1+T} = 7{,}7\ \Omega.$$

c) $\underline{V}_{o\ max} = min[R_1 I_{C1};\ (V_{CC} - V_{BE} - R_1 I_{C1})] = min(10\text{ V};\ 1{,}4\text{ V}) = 1{,}4\text{ V};$

$$\underline{I}_{i\ min} = \frac{\underline{V}_{o\ min}}{A_Z} = 18{,}9\ \mu\text{A}.$$

Observaţie. Insuficienţele montajului sînt datorate în primul rînd faptului că rezistenţa R_1 are dublu rol de a polariza tranzistorul T_1 şi de a introduce reacţia în regim dinamic. În schema anterioară rezistenţa de reacţie putea şi trebuia să fie parcursă de un curent mult mai mare decît I_{B1}, asigurîndu-se independenţa punctului static de funcţionare de β_F al tranzistorului T_1.

11.10. *Pentru amplificatorul de tensiune din figura 11.10 se cere să se calculeze :*

a) *valorile rezistenţelor* R_2 *şi* R_4 *dacă* $I_{C1} = 0{,}43\ mA$, $I_{C2} = 1\ mA$, $V_{BR1} = V_{BE2} = 0{,}6\ V$ *şi* $\beta_F = h_{fe} = 100$ *pentru ambele tranzistoare ;*

b) *amplificarea în tensiune a montajului ;*

c) *impedanţa de intrare şi de ieşire a amplificatorului.*

Rezolvare

Amplificatorul de tensiune propus este format dintr-un amplificator transimpedanţă cu reacţie negativă care are conectată la intrare în serie rezistenţa R_1 ce transformă generatorul prin care se aplică V_i într-un generator de curent. Funcţia de transfer se scrie astfel :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = \frac{\underline{I}_i}{\underline{V}_i} \cdot \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i} = \frac{1}{R_1} \cdot A_Z,$$

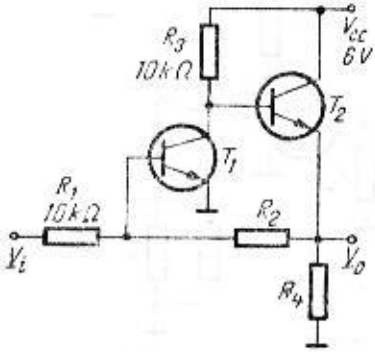


Fig. 11.10

deoarece impedanţa de intrare în T_1, datorită reacţiei, este foarte mică ; A_Z este transimpedanţa cu reacţie negativă.

a) Neglijînd I_{B1} faţă de I_{C2} scriem :

$$I_{C2} = [V_{CC} - R_3(I_{C1} + I_{B2}) - V_{BE}] \frac{1}{R_4}$$

şi obţinem : $R_4 = 1$ kΩ.

Pentru R_2 scriem :

$$R_2 = \frac{R_4 I_{C1} - V_{BE}}{I_{B1}} = 92{,}7\ \text{k}\Omega.$$

b) Conform relaţiilor anterioare trebuie să calculăm

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z f_Y}.$$

Dacă vom considera cîştigul în tensiune al repetorului ca fiind aproximativ egal cu 1, obţinem:

$$a_Z \cong -h_{fe1} R_3 = -1\,000 \text{ k}\Omega;$$

ţinînd cont şi de impedanţa de intrare în repetor, putem corecta relaţia anterioară scriind:

$$a_Z = -h_{fe1} \cdot \frac{R_2(h_{ie1} + h_{fe2} R_4)}{R_2 + h_{ie2} + h_{fe2} R_4} = 911 \text{ k}\Omega.$$

$1 + T = 10{,}82$, deci $A_Z \cong R_2 = -92{,}7$ kΩ sau, dacă aplicăm riguros teoria, $A_Z = -84{,}19$ kΩ.

Deci, $A_V = -8{,}419$.

c) Impedanţa de intrare este obţinută prin înserierea rezistenţei R_1 cu impedanţa de intrare, afectată de reacţia negativă, a amplificatorului transimpedanţă. Deci:

$$R_i = R_1 + \frac{h_{ie1} \| R_2}{1 + T} = 10 \text{ k}\Omega + 0{,}5 \text{ k}\Omega \cong R_1 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Pentru impedanţa de ieşire procedăm similar problemei anterioare şi rezultă $R_o = 10{,}26$ Ω.

Observaţie. Montajul prezintă avantajul unei amplificări şi impedanţe de intrare practic independente de parametrii componentelor active din circuit şi al unei impedanţe de ieşire foarte mici.

10.11. *Se consideră amplificatorul de tensiune din figura 11.11 şi se cere să se determine:*

a) *impedanţa de intrare;*

b) *amplificarea pentru* $R_L \gg R_7$;

c) *impedanţa de ieşire,* R_o;

d) *amplitudinea maximă a semnalului pe o sarcină* R_L *egală cu* R_o.

Condensatorul se consideră scurtcircuit în domeniul frecvenţelor de lucru. Parametrii tranzistoarelor sînt identici şi au valorile: $h_{fe} = \beta_F = 100$; $V_{BE} = 0{,}6$ V.

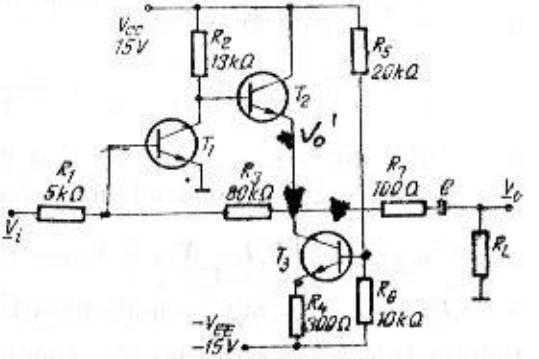


Fig. 11.11

Rezolvare

Din considerente statice, scriem:

$$V_{CC} = I_{C1} R_2 + V_{BE2} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} R_3 + V_{BE1}$$

și rezultă :

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1 + \frac{R_3}{\beta_F}} = 1 \text{ mA}.$$

$$I_{C2} \cong I_{C3} = \left[(V_{CC} - V_{EE}) \frac{R_4}{R_4 + R_5} - V_{BE} \right] \frac{1}{R_4} = 31{,}3 \text{ mA}.$$

Se calculează :

$$h_{ie1} = 2{,}5 \text{ k}\Omega, \; h_{ie2} = h_{ie3} = 79 \; \Omega.$$

Pentru rezolvarea problemei mai trebuie evaluată și valoarea factorului de reacție $1 + T$. Pentru aceasta vom considera amplificatorul transimpedanță format din T_1 și R_3 ce are în sarcină impedanța de intrare și repetorul format cu tranzistorul T_2. Deci :

$$a_Z = -h_{fe} \frac{R_3(h_{fe} + 1)(R_L + R_7)}{R_3 + (h_{fe} + 1)(R_L + R_7)},$$

deoarece impedanța oferită în emitorul T_2 de generatorul de curent constituit de T_3, R_4, R_5, R_6 poate fi considerată foarte mare datorită reacției serie de curent introduse de R_4 (v. problema 11.4). Pentru $R_L \gg R_7$:

$$a_Z = -h_{fe} R_3 = -1\,300 \text{ k}\Omega,$$

iar pentru $R_L = R_7$

$$a_Z = -h_{fe} \frac{2R_7 \cdot R_3(h_{fe} + 1)}{R_3 + 2R_7(h_{fe} + 1)} = -787 \text{ k}\Omega.$$

a) Impedanța de intrare rezultă prin sumarea R_1 cu impedanța de intrare în amplificatorul cu reacție prin transadmitanță $\left(f_Y = -\frac{1}{R_3}\right)$; deci:

$$R_i = R_1 + h_{ie1} \frac{1}{1 + a_Z f_Y} = 5{,}144 \text{ k}\Omega \cong R_1 = 5 \text{ k}\Omega.$$

b) $A_Z = \frac{a_Z}{1 + f_Y a_Z} = -75{,}36 \text{ k}\Omega \cong \frac{1}{f_Y} = -80 \text{ k}\Omega.$

c) Impedanța de ieșire se obține însumînd valoarea R_7 cu impedanța de ieșire din emitorul T_2, deci :

$$R_o = R_7 + \frac{R_2 + h_{ie2}}{1 + h_{fe}} \cdot \frac{1}{1 + T} \cong R_7 + \frac{R_2}{h_{fe}} \cdot \frac{1}{1 + T},$$

deci : $R_o = 107{,}5 \; \Omega$ dacă $R_L \gg R_7$ și $R_o = 112 \; \Omega$ pentru $R_L = R_7$.

d) Notăm cu V'_o semnalul în emitorul T_2 și putem scrie :

$$V'_{o\,max} = min \left[R_2 I_{C1} ; V_{CC} - V_{BE} - R_2 I_{C1} ; (V_{CC} - V_{EE}) \frac{R_5}{R_5 + R_6} + V_{BE} - R_2 I_{C1} - V_{BE} \right] = min \text{ (amplitudinea la care se blochează } T_1 \text{ și } T_2, \text{ amplitudinea la care se saturează } T_1, \text{ amplitudinea la care se saturează } T_3) = min(13 \text{ V}, 1{,}4 \text{ V}, 7 \text{ V}) = 1{,}4 \text{ V},$$

dacă și excursia în curent pe dreapta de sarcină dinamică a T_2 și T_3 nu introduce o limitare ; deci este necesar ca :

$$\frac{V'_{o\,max}}{R_7 + R_L} < I_{C2} = I_{C3},$$

adică : 7 ma $< I_{C2}$, condiție mult acoperitor îndeplinită.

Pentru $R_L = R_7 \cong R_6$ rezultă : $\underline{V}_{o\,max} \cong 0{,}7$ V.

Observație. Generatorul de curent constant din montaj are rolul de a permite transferul în R_L a unei variații maxime de curent, asigurînd în regim staționar I_{C1} suficient de mare, iar în regim dinamic prezentînd o impedanță mult mai mare decît $R_7 + R_L$.

În acest circuit limitarea excursiei a fost dată de imposibilitatea alegerii unui potențial mare pe R_3 deoarece această rezistență asigură și polarizarea bazei T_1 și reacția în regim dinamic. Dacă $V_{CE1} \cong 0{,}5V_{CC}$, pentru a mări apreciabil $V'_{o\,max}$, atunci R_3 trebuie să aibă o valoare foarte mare, pentru a nu satura tranzistorul T_1, nepermițînd obținerea unui cîștig pe buclă, T_1 suficient de mare.

11.12. *În figura 11.12, a este reprezentat un amplificator de tensiune realizat cu tranzistoare identice caracterizate prin* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

a) *Să se determine valoarea rezistenței* R_6 *astfel încît excursia maximă a tensiunii în emitorul* $T_2(V'_o)$ *să fie de 5 V.*

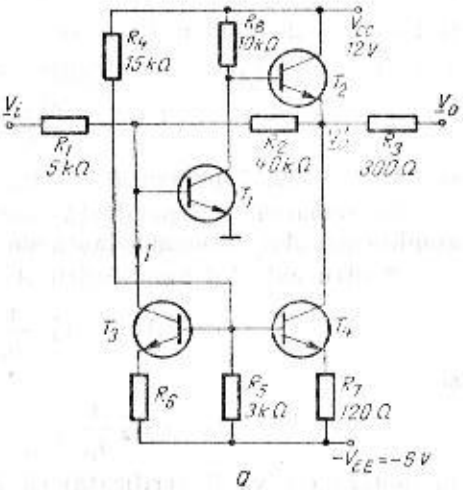
b) *Să se calculeze amplificarea în tensiune a circuitului,* $\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}$, *în două cazuri :*

— *cu* R_L *(rezistență de sarcină) neconectată la ieșire ;*

— *cu* $R_L = R_3$.

c) *Să se calculeze impedanța de ieșire și de intrare a amplificatorului.*

d) *Dacă* R_L *se cuplează printr-o capacitate suficient de mare la ieșirea circuitului, care este amplitudinea maximă a curentului ce poate fi transferată într-o astfel de rezistență de sarcină ?*



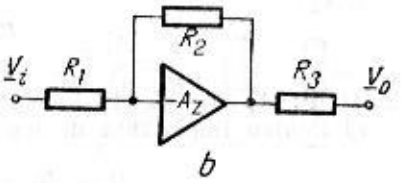


Fig. 11.12

Rezolvare

Montajul ce face obiectul acestei probleme este un amplificator transimpedanță încadrat de R_1 și R_3 ce-l „izolează" de generator și sarcină. Rolul generatorului de curent suplimentar, față de schema din figura 11.11, este de a face ca majoritatea curentului continuu prin R_2 să nu devină curent de bază pentru T_1, permițînd alegerea acestei rezistențe în condiții în care punctul static de funcționare nu mai depinde de β_{F1}. Vom putea scrie :

$$V_{CB1} = R_2(I + I_{B1}) + 2V_{BE},$$

iar dacă : $I \gg I_{B1}$ (condiție pe care va trebui să o satisfacem în cazul unei proiectări) se poate scrie cu bună aproximație :

$$V_{CE1} = R_2 I + 2V_{BE}.$$

Avem deci o schemă în care excursia maximă a semnalului la ieșire poate fi reglată prin I, adică prin valoarea rezistenței R_6, independent de parametrii componentelor active din montaj.

a) În problema precedentă excursia maximă a semnalului a fost limitată de V_{CE1}. Vom pune deci condiția ca :

$$V_{CE1} - V_{BE} = 5 \text{ V},$$

observînd că potențialul disponibil pe R_8 este mai mare în aceste condiții. Deci :

$$R_2 I + V_{BE} = 5 \text{ V}, \text{ rezultînd } I = 0{,}11 \text{ mA},$$

și putem scrie :

$$R_6 I + V_{BE} = (V_{CC} + V_{EE}) \frac{R_5}{R_4 + R_5},$$

din care obținem : $R_6 = 21{,}81$ kΩ.

Calculăm valoarea curentului de bază la T_1 :

$$I_{B1} \cong \frac{1}{\beta_F}(V_{CC} - V_{CE1}) \frac{1}{R_6} = 6{,}4 \ \mu\text{A}$$

pentru a verifica că $I_{B1} = 6{,}4 \ \mu\text{A} \ll I = 111 \ \mu\text{A}$.

b) $A'_Z = \dfrac{a_Z}{1 + a_Z f_Y} = \dfrac{-h_{fe} R_5}{1 + h_{fe} \dfrac{R_5}{R_L}} = -38{,}46 \text{ kΩ} \cong -R_2$

și $1 + T = 26$ pentru $R_L = \infty$.

$$A'_Z = \frac{-h_{fe}[R_5 \parallel (h_{fe} \cdot 2R_3)]}{1 + h_{fe} \dfrac{R_5 \parallel (h_{fe} \cdot 2R_3)}{R_L}} = -38{,}21 \cong -R_2$$

și $1 + T = 22{,}42$ pentru $R_L = R_3$.

Se remarcă o dependență mai mică, practic neglijabilă, a cîștigului amplificatorului transimpedanță de R_L.

Pentru calculul amplificării A_V vom scrie :

$$A'_V = A'_Z \cdot \frac{1}{R_1} \text{ pentru } R_L = \infty$$

și

$$A_V = A'_Z \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_0} \text{ pentru } R_L = R_3,$$

în ipoteza (ce va fi verificată) că $R_0 \cong R_3$.

Deci :

$$A'_V \cong -\frac{R_5}{R_1}, \quad A_V \cong -\frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{1}{2},$$

rezultînd : $A'_V = -8$, $A_V = -4$.

c) Pentru impedanța de ieșire scriem :

$$R_0 = R_3 + \frac{R_5 + h_{ie2}}{(h_{fe} + 1)} \cdot \frac{1}{1 + T},$$

iar pentru impedanța de intrare :

$$R_i = R_1 + \frac{h_{ie1} R_t}{h_{ie1} + R_t} \cdot \frac{1}{1 + T}.$$

Sînt necesari curenții I_{C1} și I_{C2} pentru estimarea acestor mărimi. Rezultă : $I_{C1} = 0{,}64$ mA, $I_{C2} = 20$ mA, deci :

$$h_{ie1} = 3{,}9 \text{ k}\Omega, \; h_{ie2} = 125 \; \Omega.$$

Înlocuind, obținem :

$$R_o = 304{,}4 \; \Omega \cong R_3 ;$$

$$R_i = 5{,}158 \text{ k}\Omega \cong R_1,$$

în cazul cel mai defavorabil, în care $R_3 = R_L$.

d) Amplitudinea maximă a curentului prin sarcină poate fi :

$$\underline{I}_{L\,max} = \frac{V_o'}{R_3 + R_L} ;$$

la limită, pentru $R_L = 0$ obținem : $\underline{I}_{L\,max} = \frac{V_o'}{R_3} = 16{,}7$ mA. Deoarece $I_{L\,max} < I_{C2} = I_{C3}$, putem considera că se transferă 16,7 mA într-o rezistență de sarcină fără ca tranzistoarele să intre în saturație sau blocare.

Observație. Amplificatorul analizat are impedanța de intrare R_i, cea de ieșire R_3, iar cîștigul — dependent de R_L și de R_1, R_2, R_3. Schema lui echivalentă poate fi de tipul celei din figura 11.12, *b*, unde — A_Z este un amplificator cu impedanțele la borne neglijabil de mici. Parametrii amplificatorului — A_Z nu influențează parametrii măsurabili la bornele de intrare și ieșire, dacă depășesc limita la care $T \gg 1$ (cu alte cuvinte, dacă cîștigul pe bucla internă este suficient de mare).

11.13. *Să se calculeze pentru amplificatorul din figura 11.13, a următoarele mărimi :*

a) *funcția de transfer* $\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_o}{\underline{I}_i}$;

b) *impedanța de intrare ;*

c) *impedanța de ieșire ;*

d) *să se specifice toate reacțiile din montaj și rolul lor în funcționarea circuitului ;*

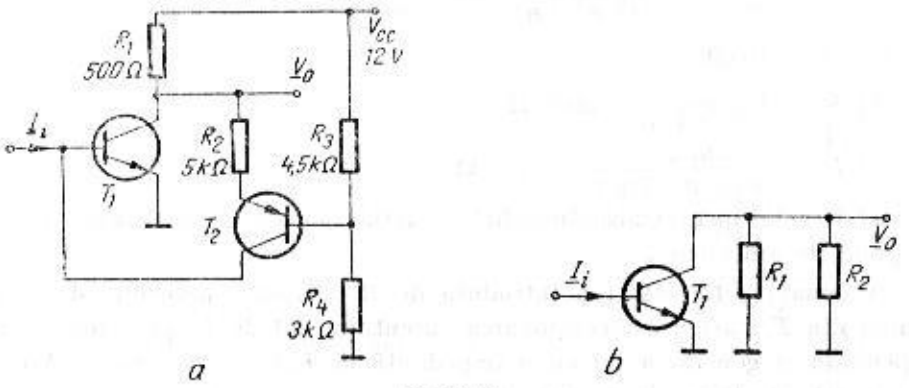


Fig. 11.13

c) care este amplitudinea maximă a curentului la intrare pentru care semnalul la ieșire nu este distorsionat de neliniaritățile componentelor active?

Tranzistoarele din circuit au $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Montajul este format dintr-un amplificator cu reacție prin transadmitanță (paralel de tensiune) și un repetor de curent, realizat cu T_2, prin care se închide bucla de reacție negativă globală. Divizorul R_3, R_4 fixează curentul de bază al tranzistorului T_1.

Pentru calculul regimului static scriem:

$$I_{C1} = \left(V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{CC}\frac{R_4}{R_3 + R_4} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_2}\cdot\beta_F,$$

de unde rezultă:

$$I_{C1} = \frac{V_{CC}\dfrac{R_3}{R_3 + R_4} - V_{BE}}{1 + \dfrac{R_1}{R_2}\beta_F}\cdot\frac{1}{R_2}\cdot\beta_F = 12 \text{ mA};$$

$$I_{B1} = I_{C2} = 0{,}12 \text{ mA}.$$

Se calculează:

$$h_{ie1} = 208\ \Omega;\ h_{ie2} = 20{,}8\ \text{k}\Omega.$$

a) Cuadripolul de reacție poate fi echivalat (figura 11.13, *b*) la intrare printr-o rezistență: $R_2 + \left(h_{ie2} + \dfrac{R_3R_4}{R_3 + R_4}\right)\cdot\dfrac{1}{h_{fe} + 1} = 5{,}22\ \text{k}\Omega \cong R_2$, deci vom putea scrie cu foarte bună aproximație:

$$f_Y = -\frac{1}{R_4}.$$

Ieșirea din cuadripolul de reacție constituie un generator ideal de curent. Putem scrie, în consecință:

$$A_Z = \frac{V_e}{I_i} = \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}\dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}\cdot\dfrac{1}{R_5}}\cdot\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} = -4{,}5\ \text{k}\Omega \cong R_2,$$

iar $1 + T = 10{,}09$.

b) $R_i = h_{ie1}\cdot\dfrac{1}{1 + T} = 20{,}6\ \Omega.$

c) $R_e = \dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}\dfrac{1}{1 + T} = 44{,}5\ \Omega.$

d) Reacția prin transadmitanță, reacția globală a circuitului, tratată în punctele anterioare.

A doua reacție este cea introdusă de R_2 asupra repetorului de curent format din T_2; asigură recepționarea curentului dat de R_2 pe o foarte mică impedanță și generarea lui cu o impedanță de ieșire foarte mare. Această reacție este de tip serie de curent.

A treia reacție din circuit este produsă de rezistențele R_3, R_4 conectate în paralel, în baza tranzistorului T_2 (v. problema 11.6). Are un efect defavorabil asupra funcționării circuitului, mărind impedanța de intrare în repetorul de curent. Factorul de reacție asociat fiind foarte mic, acest efect poate fi neglijat.

e) $\underline{V}_{o\ max} = min(R_1 I_{C1}\ ;\ V_{CE1} - V_{BE}\ ;\ R_2 I_{B1}) = 0{,}6$ V,

deci:

$$I_{i\ max} = \frac{V_{o\ max}}{A_Z} = -0{,}133 \text{ mA}.$$

11.14. *Să se proiecteze amplificatorul de tensiune din figura 11.14, cu următoarele condiții inițiale:*

a) *impedanța de intrare: 1 kΩ;*

b) *amplificarea în tensiune: — 10;*

c) *impedanța de ieșire: minimă;*

d) *amplitudinea semnalului la ieșire: 1 V*

Se vor utiliza tranzistoarele cu $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Dacă se face ipoteza că vom obține $1 + T > 10$, se poate scrie cu bună aproximație:

— conform condiției *a*, $R_1 = 1$ kΩ;

— conform condiției *b*, $R_2 = 11$ kΩ pentru cazul în care inegalitatea anterioară este îndeplinită la limită;

— $I_{B1} \cdot R_3 = 1$ V, conform condiției *d*.

Pentru a îndeplini condiția *c* trebuie ca $1 + T$ să fie cît mai mare, deci R_2 — cît mai mare. Curentul I_{B1} fiind anterior condiționat, rezultă că potențialul continuu pe R_1 trebuie impus maxim. Deci:

$$I_{C1} R_2 = V_{CC} - V_{CE1\ min},$$

$$V_{CE1\ min} = I_{B1} R_3 + V_{CE2\ min} + V_{BE} = I_{B1} R_3 + 2V_{BE} = 2{,}2 \text{ V}.$$

Alegem deci $V_{CE1} = 2{,}5$ V și obținem $R_2 = 1{,}25$ kΩ în condițiile în care $I_{C1} = 10$ mA, $h_{fe1} = 250$ Ω.

Determinarea rezistențelor R_4 și R_5 se va face pornind de la relațiile:

$$V_{CE1} - I_{B1} R_3 - V_{BE} = V_{CC} \frac{R_5}{R_5 + R_4};$$

$$\frac{R_5 R_4}{R_4 + R_5} = 0{,}1 h_{fe2}$$

pentru a se asigura potențialul corect de polarizare în baza tranzistorului T_2 și cu condiția ca reacția negativă serie de curent introdusă de rezistențele R_4 și R_5 să fie neglijabilă. Obținem: $R_4 = 41{,}6$ kΩ, $R_5 = 2{,}65$ kΩ.

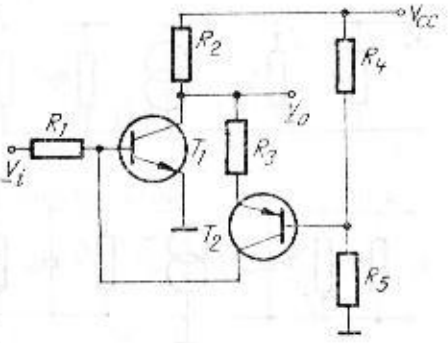


Fig. 11.14

Pentru validarea ipotezei inițiale, calculăm:

$$1 + T = 1 + h_{fe}\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}\cdot\frac{1}{h_{ie2} + \dfrac{R_4R_5}{R_4 + R_5}\cdot\dfrac{1}{h_{fe}} + R_5} = 11{,}9.$$

11.15. *Pentru amplificatorul din figura 11.15, a să se calculeze următoarele mărimi:*

a) *transimpedanța;*

b) *impedanțele de intrare și de ieșire;*

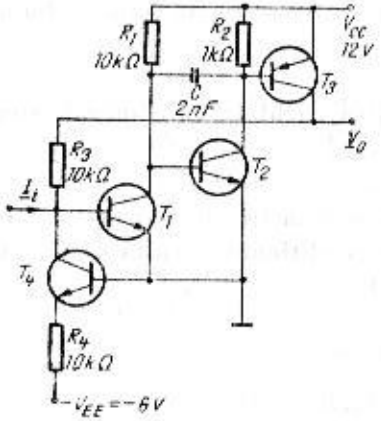
c) *amplitudinea maximă, $\underline{V}_{o\ max}$, la ieșire;*

d) *frecvența maximă de lucru a montajului.*

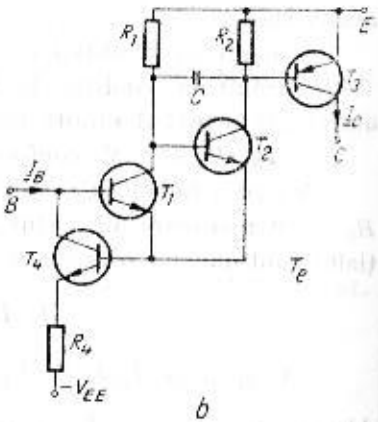
Tranzistoarele din montaj au $h_{fe} = \beta_F = 100$, iar $|V_{BE}| = 0{,}6$ V

Rezolvare

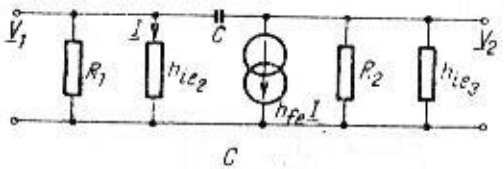
Pentru rezolvarea problemei vom considera tranzistorul echivalent cu structura din figura 11.15, *b*, unde cu *B*, *E*, *C* au fost notate baza, emitorul și respectiv colectorul. Acest tranzistor va fi definit de h_{fe}, h_{ie}, f_s (frecvență



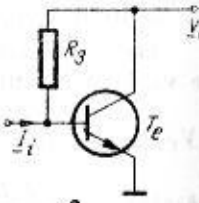
a



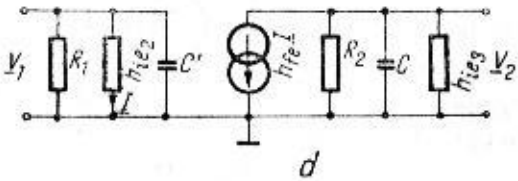
b



c



e



d

Fig. 11.15

limită de sus de funcționare) și I_B (curentul de polarizare al bazei echivalent, independent de parametrii tranzistoarelor din structură). Astfel:

$$h_{fee} = h_{fe1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + h_{ie2}} \cdot h_{fe2} \cdot \frac{R_2}{R_2 + h_{ie3}} \cdot h_{fe3};$$

$$h_{iee} = h_{ie1};$$

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_4}.$$

Pentru calculul lui f_s vom utiliza schema echivalentă din figura 11.15, *c* în care au fost neglijate capacitățile tranzistoarelor datorită ponderii foarte mari pe care o va avea condensatorul C datorită efectului Miller, deoarece este conectat între două puncte între care amplificarea în tensiune este apreciabilă și pentru că valoarea indicată în datele problemei este suficient de mare. În figura 11.15, *d* este reprezentată schema echivalentă ce rezultă prin aplicarea teoremei lui Miller, unde:

$$C' = C\left(1 + g_{m2}\frac{R_2 h_{ie3}}{R_2 + h_{ie3}}\right) \cong C g_{m2}\frac{R_2 h_{ie3}}{R_2 + h_{ie3}};$$

deci, vom putea scrie (neglijînd efectul condensatorului C din figura 11.15, *d*):

$$f_s = \frac{1}{2\pi C' \dfrac{R_1 h_{ie2}}{R_1 + h_{ie2}}}.$$

Din calcule de punct static de funcționare rezultă, neglijînd valoarea curenților de bază:

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = 1{,}14 \text{ mA};$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE}}{R_3} = 0{,}6 \text{ mA},$$

deci: $h_{ie1} = 2{,}2$ kΩ, $h_{ie2} = 4{,}16$ kΩ.
În aceste condiții:

$$h_{fee} = 706\,200 \cdot \frac{R_L}{R_2 + h_{ie3}};$$

$$h_{iee} = 2{,}2 \text{ kΩ};$$

$$I_B = 0{,}54 \text{ mA};$$

$$f_s = 1{,}843 \text{ kHz} \cdot \frac{R_2 + h_{ie3}}{h_{ie3}}.$$

a) Utilizînd T_e putem redesena montajul din figura 11.15, *a* ca în reprezentarea din figura 11.15, *e*, unde se observă că $I_C = I_B$ deci: $h_{ie3} = 4{,}63$ kΩ și $h_{fee} = 125\,435$, $f_s = 2{,}173$ kHz.

Aplicînd teoria reacției acestui circuit simplu obținem: $A_Z = -10$ kΩ; $1 + T = h_{fee} = 125\,436$.

b) $R_i = h_{iee}\dfrac{1}{1+T} = 17 \cdot 10^{-3}\ \Omega = 17$ mΩ.

$$R_0 = R_3 \frac{1}{1+T} = 79 \cdot 10^{-3}\ \Omega = 79 \text{ mΩ}.$$

c) $V_{o\ max} = min(R_3 I_C\ ;\ V_{CC} - R_3 I_C - 2V_{BE}) = min(5{,}4\ \text{V}\ ;\ 5{,}4\ \text{V}) = 5{,}4\ \text{V}$.

d) Conform teoriei reacţiei :

$$f_s' = f_s \cdot (1 + T) = 231{,}176\ \text{MHz}.$$

11.16. *În figura 11.16, a este reprezentat un amplificator de transimpedanţă pentru care se cere calculul :*

a) *valorii* R_2 *pentru ca potenţialul continuu la ieşire să fie nul ;*

b) *transimpedanţei* $\frac{V_e}{I_i}$;

c) *impedanţei de intrare şi impedanţei de ieşire.*

Tranzistoarele din montaj au $\beta_F = h_{fe} = 100$ *şi* $|V_{BE}| = 0{,}6$.

Rezolvare

a) Dacă neglijăm căderea de potenţial pe R_3 putem scrie :

$$\frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_2} = 2\left(\frac{V_{BE}}{R_3} + \frac{V_{EE}}{R_5} \cdot \frac{1}{\beta_F}\right),$$

de unde rezultă $R_2 = 6{,}66\ \text{k}\Omega$.

b) Amplificatorul în buclă deschisă este reprezentat în figura 11.16, *b* şi este format dintr-un amplificator de curent realizat cu T_1, un repetor de curent format din T_2 şi un amplificator transimpedanţă format din T_3 şi $R_4 \| R_5$. Pentru a scrie funcţia de transfer vom ţine cont de cîştigul tranzistoarelor şi de atenuările de cuplaj :

$$a_Z = \frac{R_4}{R_4 + h_{ie1} + h_{ie2}} \cdot (h_{fe} + 1) \cdot \frac{R_2}{R_2 + h_{ie3}} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{ie3}} \cdot h_{fe} \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}.$$

Pentru evaluarea expresiei anterioare determinăm punctele statice de funcţionare : $I_{C1} \cong I_{C2} = 0{,}63\ \text{mA}$; $I_{C3} = 3\ \text{mA}$ şi obţinem : $h_{ie1} = h_{ie2} = 3{,}96\ \text{k}\Omega$; $h_{ie3} = 0{,}83\ \text{k}\Omega$. Va rezulta : $a_Z = -7\,005\ \text{k}\Omega$; $1 + T = 701$ şi $A_Z = -10\ \text{k}\Omega$.

c) $R_i = \frac{(h_{ie1} + h_{ie2}) R_3}{h_{ie1} - h_{ie2} + R_4} \cdot \frac{1}{1 + T} = 6{,}3\ \Omega.$

$$R_o = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{1 + T} = 3{,}2\ \Omega.$$

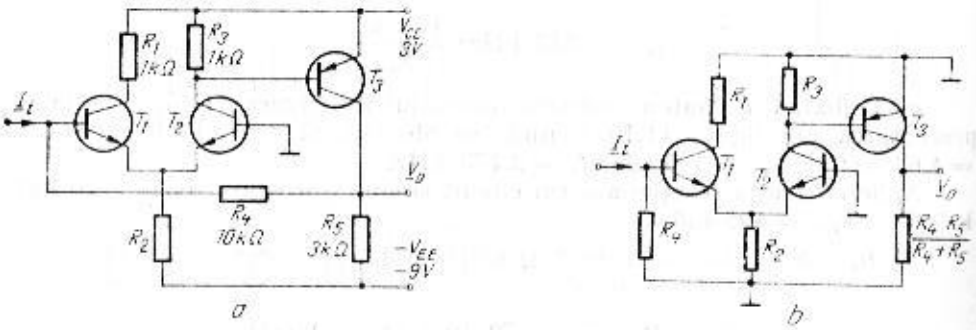


Fig. 11.16

11.17. *Să se calculeze :*

a) *funcția de transfer* $\frac{V_o}{I_i}$ *în condițiile în care amplitudinea semnalului la ieșire este maximă ;*

b) *impedanțele de intrare și de ieșire,*

pentru montajul din figura 11.17, a, ce utilizează tranzistoare cu $h_{fe} = \beta_s = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

a) Dacă se impune condiția de semnal maxim la ieșire, trebuie să fie îndeplinită condiția :

$$V_{CE1} + V_{CE2} + V_{CE3} \cong \frac{1}{2} V,$$

deci, neglijînd curenții de bază :

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = \frac{V}{2} \cdot \frac{1}{R_4} = \frac{V}{2} \cdot \frac{1}{R_2 + R_3 + R_4} = 1 \text{ mA},$$

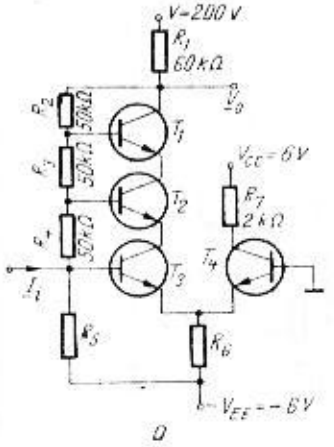
deci :

$$R_6 = (V_{EE} - V_{BE}) \frac{1}{2I_{C1}} = 2{,}7 \text{ k}\Omega,$$

iar

$$R_5 = V_{EE} \frac{2(R_2 + R_3 + R_4)}{V} = 10 \text{ k}\Omega.$$

Prin desfacerea buclei de reacție obținem reprezentarea din figura 11.17, *b*, în care s-a ținut cont de faptul că impedanțele de intrare în T_1 și T_2 sînt infinite, deci curentul de reacție nu se aplică și acestor tranzistoare. Deci, reacția se închide prin rezistența $(R_2 + R_3 + R_4)$ în baza tranzistorului T_3. De asemenea, în bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 există o slabă reacție datorată rezistențelor $R_4 \parallel (R_2 + R_3)$ și $R_2 \parallel (R_3 + R_4)$, care nu împiedică cu nimic efectul de repetoare de curent pe care-l introduc acestea. Cîștigul montajului are loc numai pe seama tranzistorului T_3, celelalte două contribuind la lărgirea benzii de frecvență și la extinderea excursiei de tensiune la ieșire. Tranzistorul T_4 este utilizat pentru polarizarea montajului în condiții de stabilitate termică sporite, fără a se afecta comportarea circuitului în joasă frecvență.



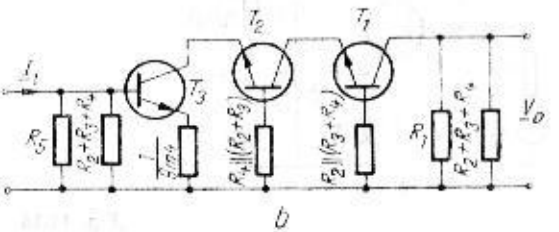


Fig. 11.17

Transimpedanța în buclă deschisă rezultă sub forma:

$$a_Z = \frac{R_3 \| (R_2 + R_5 + R_4)}{R_3 \| (R_2 + R_5 + R_4) + 2h_{ie1}} \cdot h_{fe}[-R_L \| (R_2 + R_3 + R_4)] = -2\,795\ \text{k}\Omega.$$

Deci:

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z \dfrac{1}{R_2 + R_3 + R_4}} = 142{,}6\ \text{k}\Omega \cong R_2 + R_3 + R_4,$$

iar $1 + T = 19{,}6$.

$$b)\ R_i \cong \frac{R_3(h_{ie2} + h_{ie3})}{R_3 + h_{ie1} + h_{ie2}} \cdot \frac{1}{1 + T} = 170\ \Omega.$$

$$R_o = \frac{R_3(R_2 + R_5 + R_4)}{R_5 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \frac{1}{1 + T} = 2{,}18\ \text{k}\Omega.$$

11.18. *Tranzistoarele din circuitul reprezentat în figura 11.18, a au aceiași parametri,* $h_{fe} = \beta_F = 90$, $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Să se determine amplificarea în tensiune,* $\frac{V_o}{V_g}$, *rezistențele de intrare și de ieșire și excursia maximă a semnalului la ieșire. Condensatorul din montaj poate fi considerat de valoare infinită. Se cunoaște* $V_{CE2} = V_{CE3}$.

Rezolvare

Pentru determinarea punctelor statice de funcționare scriem:

$$R_1 \frac{I_{C1}}{\beta_F} + 2\,V_{BE} = V_{CE3};$$

$$R_2 I_{C1} + V_{BE} + V_{CE3} = V_{CC} + V_{CE};$$

$$R_3 I_{C2} + 2\,V_{CE3} = V_{CC} + V_{CE};$$

$$V_{CE1} = V_{CE3},$$

unde s-a ținut cont de faptul că $V_{CE2} = V_{CE3}$. Se obține: $I_{C1} = I_C = 3{,}4$ mA; $I_{C2} = I_{C3} = 5$ mA; $V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CE3} = 3$ V (deci prin R_L nu circulă curent continuu) și se pot calcula parametrii de semnal mic: $h_{ie1} = 416\ \Omega$; $h_{ie2} = h_{ie3} = 450\ \Omega$; $R_{id} = \frac{KT}{qI_B} = 4{,}63\ \Omega$ (rezistența dinamică a diodei).

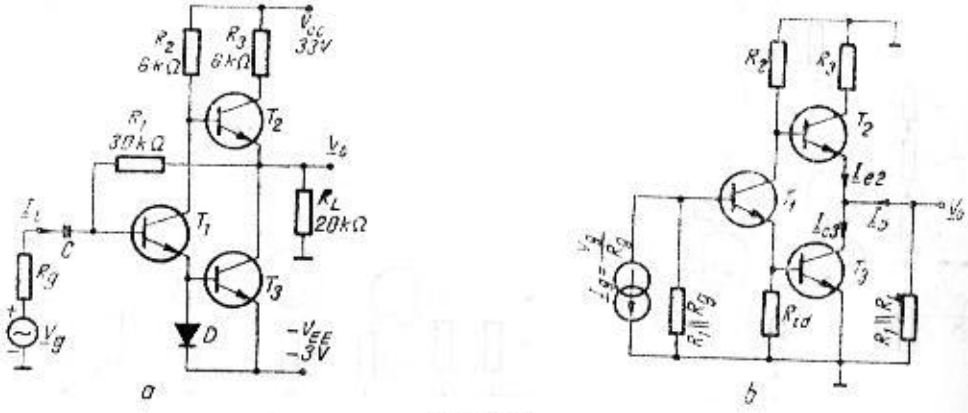


Fig. 11.18

Amplificarea în buclă deschisă se scrie astfel (fig. 11.18, *b*) :

$$\frac{\underline{V}_e}{\underline{I}_e} = \frac{-(\underline{I}_{cs} - \underline{I}_{es})(R_1 \| R_L)}{\underline{I}_e} = a_Z.$$

Vom utiliza pentru calculul a_Z relaţiile :

$$\frac{\underline{I}_{cs}}{\underline{I}_e} = \frac{R_1 \| R_e}{R_1 \| R_e + R_{it1}} \cdot (h_{fe} + 1) \frac{R_{id}}{R_{id} + R_{it2}} \cdot h_{fe};$$

$$\frac{\underline{I}_{es}}{\underline{I}_e} = \frac{R_1 \| R_e}{R_1 \| R_e + R_{it1}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{-R_2}{R_2 + R_{it3}} (h_{fe} + 1),$$

unde R_{it1}, R_{it2}, R_{it3} sînt rezistenţele de „intrare în tranzistoarele" T_1, T_2 şi respectiv T_3. Cele două ecuaţii anterioare permit scrierea relaţiei

$$a_Z = -(R_L \| R_1)(h_{fe} + 1) \frac{R_e R_2}{R_e \| R_1 + R_{it1}} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{it3}} + \frac{R_{id}}{R_{id} + R_{it2}} \right).$$

Folosind datele cunoscute obţinem $a_Z = -1\,482\ \text{k}\Omega$ şi, aplicînd teoria reacţiei :

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z \frac{1}{R_1}} = -R_1 = -30\ \text{k}\Omega,$$

iar $1 + T = 50{,}4$ şi $\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_e}{\underline{V}_g} = \underline{A}_Z \frac{1}{R_e} = -1{,}5.$

Pentru impedanţa de intrare în amplificator scriem :

$$R_i = [h_{ie1} + (h_{fe} + 1) R_{id}] \frac{1}{1 + T} = 17{,}6\ \Omega.$$

Impedanţa de ieşire se calculează astfel :

$$R_o = \frac{R_2 + h_{ie3}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{1}{1 + T} = 1{,}4\ \Omega.$$

11.19. *Pentru amplificatorul cu reacţie negativă prin transadmitanţă din figura 11.19, a, realizat cu tranzistoare complementare avînd* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *şi* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V, se cere să se calculeze :*

a) *cîştigul* $\frac{\underline{V}_e}{\underline{I}_i}$;

b) *impedanţa de intrare şi de ieşire ;*

c) *amplitudinea maximă a curentului la intrare pentru care tranzistoarele funcţionează în zona liniară a caracteristicilor.*

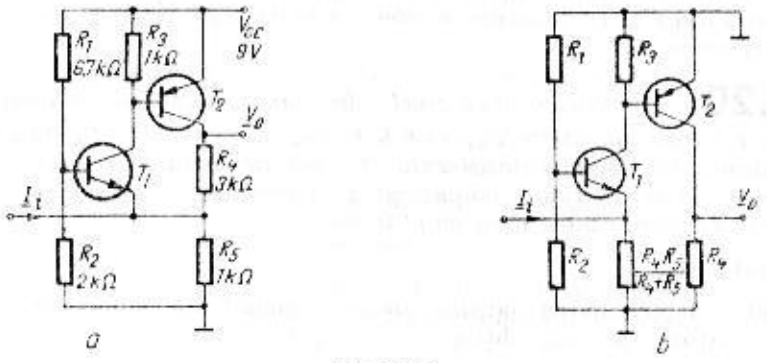


Fig. 11.19

Rezolvare

Acest amplificator este format dintr-un repetor de curent realizat cu tranzistorul T_1 și un amplificator transadmidanță realizat cu T_2. Reacția este introdusă prin rezistența R_4.

Pentru calculul punctelor statice scriem:

$$V_{CC}\frac{R_2}{R_1+R_2}-V_{BE}=R_3\left(I_{C2}+\frac{I_{C2}}{\beta_F}+\frac{V_{BE}}{R_4}\right);$$

$$I_{C1}=\frac{V_{BE}}{R_4}+\frac{I_{C2}}{\beta_F},$$

de unde rezultă: $I_{C2}=0{,}86$ mA; $I_{C1}=0{,}608$ mA și permit calculul $h_{ie1}=4{,}11$ kΩ, $h_{ie2}=2{,}9$ kΩ.

a) Pentru calculul amplificării în buclă deschisă utilizăm schema din figura 11.19, *b*, de unde rezultă:

$$-a_Z=\frac{\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}}{\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_3}+\dfrac{1}{h_{fe}}\left(h_{ie1}+\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_2}\right)}\cdot\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}\cdot\frac{R_3}{R_3+h_{ie2}}\cdot h_{fe}R_4.$$

Aplicînd teoria reacției scriem:

$$A_Z=\frac{a_Z}{1+a_Z\dfrac{1}{R_4}}\cdot$$

Utilizînd datele numerice, obținem: $a_Z=-74{,}62$, $1+T=25{,}8$; $A_Z=2{,}89$ kΩ $\cong R_4$.

b) $R_i=\left(h_{ie1}+\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}\right)\dfrac{1}{h_{fe}}\cdot\dfrac{1}{1+T}=2{,}19\ \Omega;$

$$R_o=R_4\frac{1}{1+T}=116\ \Omega.$$

c) $I_{1\,min}=min\left(\dfrac{V_{o\,max}}{A_Z},\ I_{C1}\right)=min\left(\dfrac{I_{C2}R_4}{R_4},\ I_{C1}\right)=min(I_{C2},\ I_{C1})=I_{C1}=$ $=0{,}6$ mA.

Observație. Acest tip de amplificator asigură, datorită repetorului de curent, o impedanță de intrare foarte mică, fiind un bun receptor de curent. De asemenea, reacția serie de tensiune, ce acționează numai în curent continuu, asigură o foarte bună stabilitate termică punctelor statice de funcționare.

11.20. *Amplificatorul cu reacție din figura 11.20 este echipat cu tranzistoare cu aceiași parametri* $V_{BE}=0{,}6$ V, $h_{fe}=\beta_F=120$. *Dioda D, identică cu joncțiunea emitorului tranzistorului* T_1, *are în curent alternativ o rezistență neglijabilă. Să se determine amplificarea în tensiune, impedanța de intrare și impedanța de ieșire pentru acest amplificator.*

Rezolvare

Pentru determinarea parametrilor de semnal mic vom calcula curenții prin tranzistoare și vom obține:

$$I_{C1}=0{,}5\ \text{mA};\quad I_{C2}=0{,}5\ \text{mA}.$$

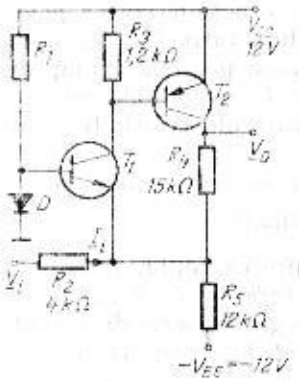


Fig. 11.20

Vom calcula în continuare :

$$h_{ie1} = h_{ie2} = 3\ \text{k}\Omega.$$

Similar problemei anterioare putem scrie :

$$a_Z = \frac{V_o}{I_i} = \frac{R_3}{R_3 + h_{ie1}} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \cdot \frac{R_5}{R_5 + h_{ie2}} \cdot h_{fe}\ (-R_4),$$

și

$$f_Y = \frac{-1}{R_4}$$

pentru amplificatorul cu buclă deschisă și pentru cuadripolul de reacție. Din calcule obținem $a_Z \cong \cong -300\ \text{k}\Omega$, $1 + T = 21$, $A_Z = -14{,}28\ \text{k}\Omega \cong -R_4$. Deci :

$$A_V = A_Z \cdot \frac{1}{R_4} \cong -\frac{R_4}{R_1}$$

și calculînd obținem

$$A_V = -3{,}57 \cong -3{,}75.$$

Impedanța de intrare în amplificatorul de tensiune se găsește sumînd valoarea rezistenței R_2 cu impedanța de intrare în amplificatorul cu reacție prin transadmitanță.

$$R_i = R_2 + \frac{h_{ie1}}{h_{fe}} \cdot \frac{1}{1+T} = 4{,}0023\ \text{k}\Omega \cong R_2.$$

Pentru impedanța de ieșire putem scrie :

$$R_o = \frac{R_4}{1+T} = 714\ \Omega.$$

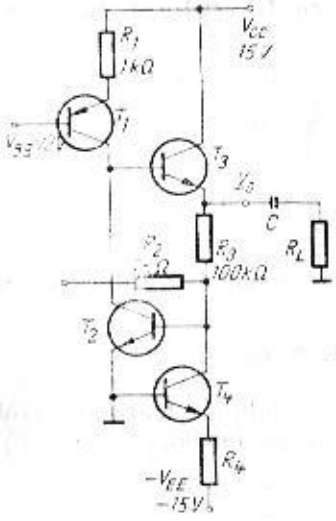


Fig. 11.21

11.21. *În figura 11.21 este reprezentat un amplificator de tensiune realizat cu tranzistoare ce au* $h_{fe} = \beta_F = 150$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V. *Condensatorul C poate fi considerat scurtcircuit în regim dinamic. Să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune dacă amplificatorul cu reacție are un cîștig pe buclă (al) mai mare de 20 ;*

b) *care este valoarea minimă a rezistenței de sarcină* R_L *pentru ca* $T \geqslant 20$;

c) *valoarea rezistenței* R_3 *pentru ca la ieșire amplitudinea semnalului să poată fi maximă ;*

d) *impedanțele de intrare și ieșire din circuit.*

Rezolvare

Amplificatorul este format dintr-un circuit cu reacție prin transadmitanță înseriat la intrare cu R_2. Tranzistorul T_2 este amplificatorul propriu-zis

pentru care contează transimpedanța, tranzistorul T_1 funcționează ca generator de curent constant, asigurînd un cuplaj foarte bun între T_2, T_3 și un cîștig maxim pentru T_1. Tranzistorul T_3 asigură izolarea parțială a amplificatorului de sarcină și o impedanță mică de ieșire, iar T_4 contribuie esențial la fixarea și stabilizarea punctelor statice de funcționare ale celorlalte tranzistoare.

a) Dacă acceptăm că $1 + T \gg 1$ atunci $A_Z = -R_3$, iar $A_V = A_Z \cdot \frac{1}{R_2} = -\frac{R_3}{R_2} = -100$ cu o foarte bună aproximație.

În cazul în care circuitul funcționează în gol, spre exemplu, rezistența de sarcină a tranzistorului T_2 este impedanța de intrare în T_3 deoarece se consideră că generatorul de curent, datorită reacției negative serie de curent, prezintă o impedanță de ieșire infinită (am considerat $h_{oe} \cong 0$). Deci:

$$a_Z \cong -h_{fe2} \cdot h_{fe3} \cdot R_3 = -10^6 \text{ k}\Omega,$$

iar $1 + T = 1 - a_Z \cdot \frac{1}{R_s} \cong 10^4$.

b) Pentru a determina valoarea minimă a R_L pentru care $T = 20$, vom scrie:

$$T = a_Z \cdot f_V = h_{fe}^{\circ} \frac{R_{L\,min}}{R_{L\,min} + R_3} = 20,$$

de unde rezultă că $R_{L\,min} = 200\ \Omega$.

c) Excursia maximă a semnalului la ieșire este limitată de saturarea tranzistoarelor T_1 și T_2. Din acest motiv vom scrie:

$$V_{o\,max} = \frac{1}{2}(V_{BB} - V_{BE}) = 5{,}7 \text{ V}$$

și va rezulta că:

$$V_{CE2} = \frac{1}{2}(V_{BB} - V_{BE}) + V_{BE} = 6{,}3 \text{ V}.$$

Deci căderea de potențial pe R_3 va fi:

$$I_{C3} R_3 = V_{CE2} - 2\,V_{BE} = 5{,}1 \text{ V}.$$

Curentul dat de generatorul de curent realizat cu tranzistorul T_4 va fi:

$$I_{C4} = I_{C3} - I_{B2},$$

unde:

$$\beta_F I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BB} - V_{BE}}{R_1} - I_{B3} \cong 2{,}4 \text{ mA}.$$

Deci:

$$R_4 = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_{C4}} = 533 \text{ k}\Omega.$$

d) Impedanța de intrare se calculează similar problemei anterioare și obținem:

$$R_i = R_2 + h_{ie2} \frac{1}{1 + T} = 1{,}049 \text{ k}\Omega \cong R_2.$$

Se observă că aproximarea prin R_2 a R_i este valabilă chiar în cazul $R_L = 200\ \Omega$, cel mai defavorabil pentru transmisia pe buclă.

Impedanța de ieșire se determină cu relația:

$$R_o = \frac{R_3 R_L}{R_3 + R_L} \cdot \frac{1}{1 + T},$$

unde T are valoarea calculată în funcție de R_L.

Pentru $R_L = \infty$, $R_o = \dfrac{R_3}{1 + T_{max}} = 10\ \Omega$,

iar pentru $R_L = R_{L\ min} = 200\ \Omega$, $R_o \cong 10\ \Omega$.

Această constanță a impedanței de ieșire se datorează proporționalității a_Z și rezistenței de ieșire — în absența reacției — cu R_L.

Observație. Remarcăm faptul că $I_{B2} \cong I_{C1}$, cu consecințe neplăcute asupra stabilității punctelor statice de funcționare care depind în acest caz de β_{F2}. Această situație este consecința amplificării mari pe care o are circuitul ($A_V = -100$). Acest cîștig mare în tensiune s-a obținut cu prețul măririi rezistenței R_3. Dacă se înlocuiește rezistența R_3 cu una de 10 ori mai mică: $I_{B2} \ll I_{C1}$ și $A_V = -10$. Vom fi în situația în care stabilitatea termică este asigurată pentru punctele statice de funcționare în detrimentul cîștigului amplificatorului.

11.22. *În montajul din figura 11.22, a acționează două reacții negative, una serie de curent datorată rezistenței* R_4 *și una paralel de tensiune prin* R_1. *Condensatoarele din montaj pot fi considerate scurtcircuite în domeniul frecvențelor de lucru. Tranzistorul are* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

a) *Să se calculeze amplificarea în tensiune,* $\dfrac{V_o}{V_g}$, *pentru cazul în care la intrare este aplicat semnal de la un generator de tensiune* $R_g = 140\ \Omega$.

b) *Să se calculeze transimpedanța circuitului,* $\dfrac{V_o}{I_g}$, *pentru cazul în care la intrare semnalul este aplicat de la un generator de curent cu* $R_g = 20\ k\Omega$.

c) *Să se calculeze impedanța de ieșire a circuitului dacă la intrare este aplicat un generator cu* $R_g = 3\ k\Omega$.

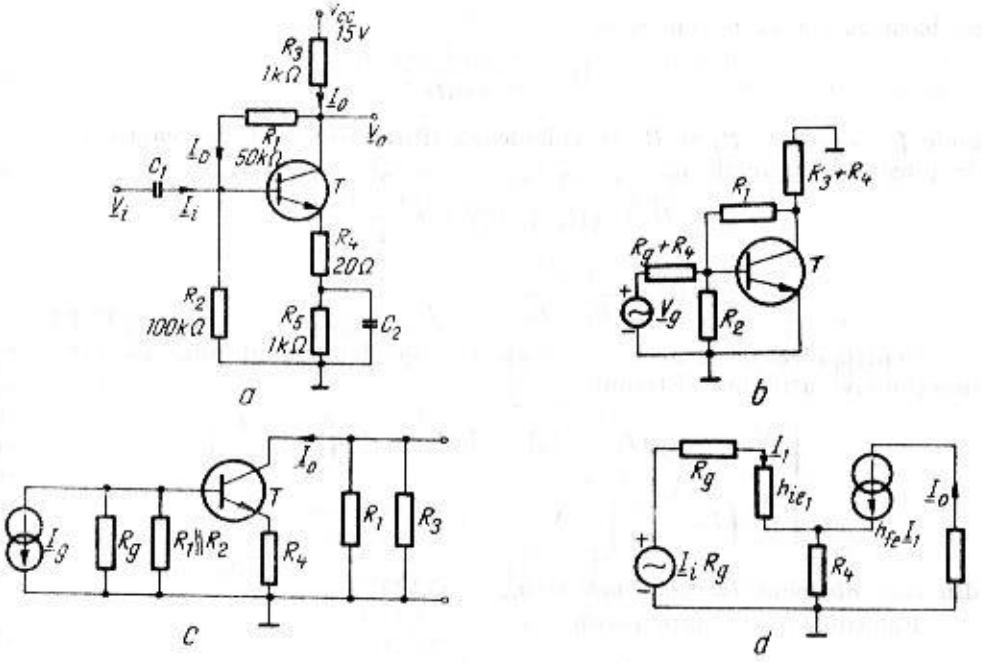


Fig. 11.22

Rezolvare

Cele două reacţii din circuit au efecte contrare care, de regulă, împiedică efectul fiecărei reacţii în parte. Spre exemplu, reacţia serie creşte impedanţa de intrare, fapt care împiedică introducerea eficientă a reacţiei de tip paralel. În problemele 11.1 şi 11.8 am văzut care este corelaţia dintre rezistenţa generatorului şi cîştigul pe buclă, T. Acest fapt ne permite să spunem că o anumită rezistenţă de generator va favoriza un tip de reacţie şi va defavoriza celălalt tip.

Pentru tratarea acestui tip de problemă se vor desface ambele bucle de reacţie şi se va închide întîi bucla defavorizată de generator, obţinîndu-se un amplificator cu o slabă reacţie negativă căruia i se va aplica, în continuare, cea de-a doua reacţie. Se pot închide buclele şi în ordine inversă, dar modalitatea propusă pare mai „naturală".

a) Vom considera că se aplică o reacţie serie de curent amplificatorului din figura 11.22, *b*, ce a rezultat prin izolarea amplificatorului în buclă deschisă al circuitului cu reacţie prin transrezistenţă (R_4).

Conform soluţiei date problemei 11.8 şi neglijînd efectul rezistenţei R_{22}, scriem :

$$\frac{\underline{V}_s}{\underline{I}_i} = \frac{-R_3 h_{fe}}{1 + h_{fe}\dfrac{R_1}{R_i}\left(1 + \dfrac{1}{g_m R_3}\cdot\dfrac{R_2 + R_3}{R_3}\right)}.$$

Pentru a putea introduce bucla de reacţie serie de tensiune, trebuie calculată mărimea $\underline{a}_V$:

$$\underline{a}_V = \frac{\underline{I}_o}{\underline{V}_i} = \frac{\underline{V}_o}{R_o}\cdot\frac{1}{\underline{I}_i R_i} = \underline{A}_z\frac{1}{R_i R_o},$$

pe baza căreia să putem scrie :

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{a}_V}{1 + \underline{a}_V f_Z},$$

unde $f_Z = -R_4$; R_i şi R_o se calculează ţinîndu-se cont de reacţia paralel de tensiune, cu relaţiile :

$$R_i = (R_g + R_4) \| h_{ie}\frac{1}{1+T};$$

$$R_o = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}\cdot\frac{1}{1+T} \cong \frac{R_3}{1+T}.$$

Pentru efectuarea acestor calcule trebuie determinat punctul static de funcţionare, utilizînd sistemul :

$$\begin{cases} V_{CC} = R_3(I_C + I_D) + R_1 I_D + R_2\left(I_D - \dfrac{I_C}{\beta_F}\right), \\ R_2\left(I_D - \dfrac{I_C}{\beta_F}\right) = V_{BE} + R_3 I_C, \end{cases}$$

din care obţinem $I_C = 4{,}7$ mA şi $h_{ie} = 532\ \Omega$.

Folosind aceste date rezultă $A_Y = 33\ \mathrm{k\Omega^{-1}}$ şi

$$A_V = -A_Y R_3 = -33.$$

În absența reacției paralel de tensiune, amplificarea ar fi putut fi:

$$A'_Y = \frac{-R_3}{\frac{1}{g_m} + R_4} = -39{,}5.$$

Diferența, relativ mică, față de cazul circuitului din problemă arată că efectul reacției paralel de tensiune nu a fost important și acesta în primul rînd datorită valorii mici a R_g. Reacția serie de curent este predominantă în acest caz.

b) Dacă $R_g = 20\ k\Omega$, vom considera pentru început închisă bucla reacției serie de curent (fig. 11.22, *c*) și vom calcula transadmitanța circuitului conform procedeului din problema 11.1 (fig. 11.22, *d*):

$$\underline{A}_Y = \frac{\underline{I}_e}{\underline{V}_i} = \frac{-g_m}{1 + g_m R_4 \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R_g}{R_4}\right)} = -4{,}43\ k\Omega^{-1}.$$

Pentru a putea închide cea de-a doua buclă de reacție, trebuie calculată transimpedanța circuitului conform relației:

$$\underline{a}_z = \frac{\underline{V}_e}{\underline{I}_i} = A_Y R_3 [R_g + h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_4] = -99{,}81\ k\Omega.$$

Se remarcă faptul că reacția pe R_4 nu afectează decît nesemnificativ cîștigul în buclă deschisă al amplificatorului cu reacție prin transadmitanță. Închizînd și cea de-a doua buclă obținem:

$$A_Z = \frac{a_z}{1 + a_z \frac{1}{R_3}} = -33{,}31\ k\Omega.$$

c) Deoarece $h_{oe} \cong 0$ prin datele problemei, impedanța de ieșire este afectată în primul rînd de reacția paralel de tensiune. Deci vom calcula:

$$1 + T = 1 + a_z f_Y,$$

închizînd întîi reacția dată de R_4 și apoi pe cea introdusă de R_1. Procedînd similar ca la punctul *b* obținem $1 + T = 3{,}17$, deci:

$$R_o \cong \frac{R_3}{1 + T} = 315\ \Omega.$$

11.23. *În amplificatorul din figura 11.23 este utilizat un tranzistor unipolar* (T_1) *cu* $I_{DSS} = 3\ mA$ *și* $V_P = 2{,}4\ V$. *Tranzistoarele* T_2 *și* T_3 *au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6\ V$. *Se cere să se calculeze:*

a) *amplificarea în tensiune a montajului în cazul în care este atacat cu un generator ideal de tensiune;*

b) *transimpedanța circuitului dacă este atacat cu un generator ideal de curent;*

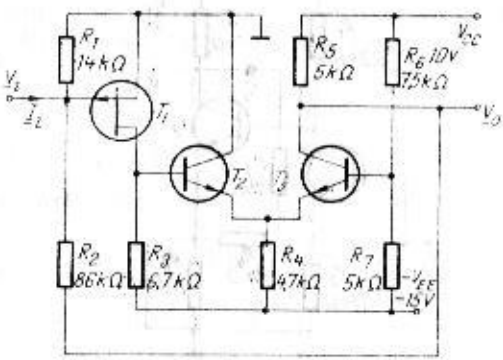


Fig. 11.23

b) Să se determine impedanțele de intrare și de ieșire ale amplificatorului.
c) Care este excursia maximă de tensiune la ieșire?
d) Care sînt reacțiile din circuit și care este rolul lor în funcționarea acestuia?

Rezolvare

Vom estima pentru început regimul static, scriind:

$$V_{CE1} = 2\,V_{BE} + I_{B1}R_4 \cong 2\,V_{BE};$$

$$I_{C1} \cong \frac{E_C - V_{CE1}}{R_1 + R_2} = 1{,}14\ \text{mA};$$

$$I_{C2} \cong \frac{R_2 I_{C1} + V_{BE}}{R_4} = 1{,}17\ \text{mA}.$$

$I_{B1}R_4 = 0{,}11$ V, deci neglijarea a fost justificată suficient de bine.

$$V_{CE2} = V_{CC} - (R_3 - R_6)I_{C2} = 7{,}67\ \text{V}.$$

Se pot determina astfel: $h_{ie1} = 2{,}19\ \text{k}\Omega$; $h_{ie2} = 2{,}13\ \text{k}\Omega$.

Evaluarea comportamentului dinamic al schemei se va face deschizînd bucla de reacție serie de tensiune conform reprezentării din figura 11.24, *b*, pentru care se poate scrie:

$$a_V = \frac{\dfrac{R_1 h_{ie2}}{R_1 + h_{ie2}}}{\dfrac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + \dfrac{1}{g_{m1}}} \cdot g_{m2} \cdot \frac{R_3(R_2 + R_3)}{R_3 + R_2 + R_3} = 282{,}58.$$

Coeficientul de transfer al buclei de reacție este un divizor de tensiune de forma:

$$f_V = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0{,}0476,$$

deci $1 + T = 14{,}42$.

a) Pentru calculul amplificării în tensiune scriem, conform teoriei reacției:

$$A_V = \frac{a_V}{1 + T} = 19{,}5 \cong \frac{R_2 + R_3}{R_2} = 21.$$

Diferența între A_V și f_V^{-1} este datorată valorii insuficient de mari a transmisiei pe buclă, T.

b) Reacția serie crește impedanța de intrare a amplificatorului de tensiune. Din acest motiv valoarea R_4 nu este afectată de reacție, deci:

$$R_i = R_4 \| \left\{ \left[h_{ie2} + (h_{fe} + 1)\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right](1 + T) \right\} =$$

$$= R_4 \| (721\ \text{k}\Omega) \cong R_4 = 10\ \text{k}\Omega.$$

Pentru impedanța de ieșire utilizăm relația:

$$R_0 = \frac{R_3(R_2 + R_3)}{R_1 + R_3 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + T} = 63{,}3\ \text{k}\Omega.$$

c) $|\underline{V}_{o\,max}| = min[R_3 I_{C2};\ V_{CC} - (R_3 + R_6)I_{C2} - V_{BE}] =$

$$= min\ (1{,}17\ \text{V};\ 7{,}07\ \text{V}) = 1{,}17\ \text{V}.$$

d) Reacției globale serie de tensiune, tratate în punctele anterioare, introdusă de R_3 și R_2 i se mai adaugă încă trei reacții :

— reacția locală introdusă la nivelul tranzistorului T_1, de tip serie de curent, prin rezistența $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$;

— reacția în curent continuu de tip paralel, de curent, introdusă de R_4 și R_5 la nivelul întregului amplificator, ce contribuie la stabilizarea punctului static de funcționare ;

— reacția locală introdusă în curent continuu de rezistența R_5, care are rol de stabilizare termică.

11.25. *Amplificatorul de tensiune din figura 11.25, a folosește tranzistoare cu* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V. *Se cere să se calculeze amplificarea în tensiune, impedanța de intrare și impedanța de ieșire.*

Rezolvare

Calculele de curent continuu permit determinarea următoarelor mărimi : $I_{C1} = 8\ \mu A$, $I_{C2} = 0{,}84$ mA. Facem ipoteza, pentru foarte puține tipuri de tranzistoare valabilă, că la un curent de ordinul microamperilor β_F și h_{fe} au valoarea indicată de datele problemei.

Amplificatorul cu buclă deschisă este reprezentat în figura 11.25, *b*, pentru care se scrie :

$$a_V = \frac{h_{fe1}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{g_{m1}}} \cdot g_{m2}(R_3 + R_4) = 269.$$

Deoarece :

$$f_V = \frac{R_4}{R_4 + R_2},$$

se obține $1 + T = 25{,}5$ și $A_V = 10{,}5 \cong \frac{R_4 + R_3}{R_4} = 11$.

Impedanța de intrare este limitată de divizorul de polarizare a bazei tranzistorului T_1. Datorită reacției negative locale (introduse de $R_3 | R_4$) și a celei globale, impedanța de intrare în baza T_1 este foarte mare. Deci :

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 45{,}19\ \text{k}\Omega.$$

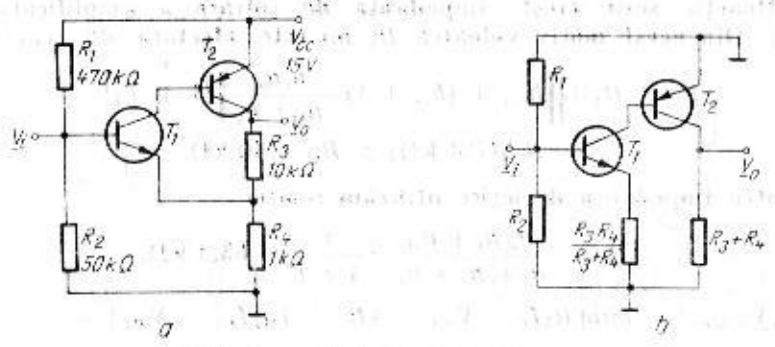


Fig. 11.25

Pentru calculul impedanței de ieșire scriem :

$$R_o = (R_3 + R_4)\frac{1}{1+T} = 130\ \Omega.$$

Observație. Deficiența principală a acestui circuit rezultă din curentul de colector foarte mic al tranzistorului T_1 ce impune o pantă foarte mică g_{m1}.

11.26. *Pentru amplificatorul din figura 11.26 se cere :*

a) *să se arate care este avantajul introducerii rezistenței* R_5 *în acest circuit față de circuitul din problema anterioară ;*

b) *să se dimensioneze rezistența* R_5 *în așa fel încît impedanța de ieșire să fie minimă și să se calculeze această impedanță ;*

c) *să se arate care este influența modificării cu* $\pm 10\%$ *a sursei de alimentare asupra parametrilor amplificatorului* (A_V, R_i, R_o).

Tranzistoarele au : $h_{1e} = \beta_F = 100$; $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Rezolvare

a) Dacă rezistența R_5 nu există, curentul de colector al tranzistorului T_1 este egal cu curentul de bază al tranzistorului T_2. La o valoare atît de mică a curentului de colector panta acestui tranzistor este foarte mică și cîștigul realizat la nivelul tranzistorului T_1 este nesemnificativ sau reprezintă chiar o atenuare. Prin introducerea rezistenței R_5 curentul de colector crește și există posibilitatea ca amplificarea în buclă deschisă să crească foarte mult. Pentru o valoare prea mică a R_5, chiar dacă panta tranzistorului crește, atenuarea de cuplaj între cele două etaje devine prea mare. Deoarece potențialul la bornele acestei rezistențe este limitat la V_{BE}, va exista o valoare optimă ce se poate determina din ecuația :

$$\frac{d\alpha_V(R_5)}{dR_5} = 0.$$

b) Pentru a obține o impedanță de ieșire minimă trebuie să existe un cîștig pe buclă, T, cît mai mare. Deci valoarea rezistenței R_5 trebuie determinată din această condiție, ce se reduce în ultimă instanță, R_3 și R_4 fiind date, la maximizarea amplificării în buclă deschisă.

Folosind rezultatul obținut la problema 10.10 scriem :

$$R_5 = \frac{R_3R_4}{R_3+R_4}\left(1 + \sqrt{\frac{q}{RT}\cdot V_{BE}\cdot h_{ie2}\left(\frac{R_3R_4}{R_3+R_4}\right)^{-1}}\right) = 8{,}9\ \text{k}\Omega.$$

Impedanța de ieșire, sub influența reacției negative de tensiune, se scrie :

$$R_o = (R_3 + R_4)\frac{1}{1+a_V f_V},$$

unde :

$$f_V = \frac{R_4}{R_3+R_4};$$

$$a_V = \frac{\dfrac{R_3h_{ie2}}{R_3+h_{ie2}}}{\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}+\dfrac{1}{g_{m1}}}\, g_{m2}(R_4+R_3).$$

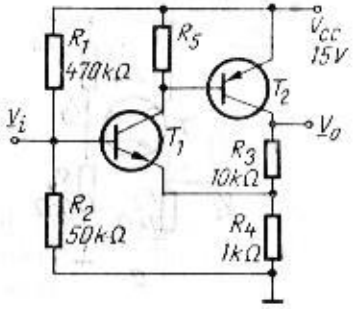


Fig. 11.26

Deoarece $I_{C1} = 0{,}075$ mA și $I_{C2} = 0{,}84$ mA, rezultă $a_V = 663$ (se poate compara cu $a_V = 269$ din problema precedentă, unde $R_6 = \infty$) și $1 + T = 61{,}32$. Deci $R_o = 179\ \Omega$. Prin adăugarea rezistenței R_5 în montaj și determinarea valorii ei optime în contextul oferit de restul circuitului, impedanța de ieșire s-a redus de mai mult de cît de două ori.

c) Modificarea sursei de alimentare are drept rezultat principal modificarea I_{C2} (deci g_{m2}). Curentul I_{C1} se modifică neesențial deoarece este mult mai mare decît I_{B2}.

Dacă V_{CC} crește cu 10%, obținem: $I_{C2} = 0{,}98$ mA; $h_{ie2} = 2{,}55$ kΩ și va trebui să recalculăm valoarea lui R_5 ce va rezulta în noile condiții: $R_5 = 8{,}02$ kΩ, iar $a_V = 685$.

Dacă V_{CC} scade cu 10%, obținem:

$$I_C = 0{,}69 \text{ mA}; \quad h_{ie2} = 3{,}62 \text{ k}\Omega$$

și recalculînd valoarea lui R_5 rezultă

$$R_5 = 9{,}38 \text{ k}\Omega, \text{ iar } a_V = 647.$$

În cele două situații obținem:

$$1 + T_{min} = 59{,}8; \quad 1 + T_{max} = 63{,}27,$$

care prezintă o abatere nesemnificativă față de $1 + T$ calculat anterior. Deci amplificarea montajului rămîne aceeași, datorită reacției negative suficient de puternice iar R_o va deveni:

$$R_{o\,min} = 173\ \Omega; \quad R_{o\,max} = 183\ \Omega.$$

Impedanța de intrare a circuitului nu va fi afectată deoarece depinde numai de divizorul de polarizare în condițiile în care cîștigul pe buclă a rămas suficient de mare.

11.27. *În figura 11.27, a fost reprezentat un amplificator cu reacție serie de tensiune realizat cu un tranzistor cu* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ *V. Se cere calculul:*

a) *amplificării în tensiune;*
b) *impedanței de intrare;*
c) *impedanței de ieșire.*

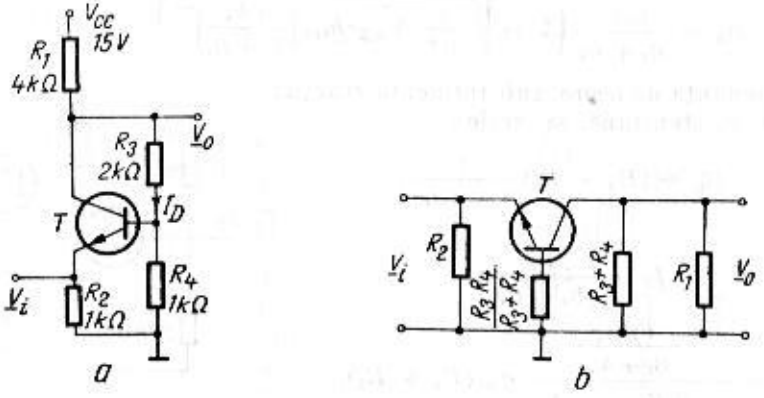


Fig. 11.27

Rezolvare

Pentru calculul punctului static de funcționare trebuie să scriem sistemul :

$$\begin{cases} V_{CC} = (I_C + I_D)R_1 + R_3 I_D + R_4\left(I_D - \dfrac{I_C}{\beta_F}\right); \\ I_{C_2}R_2 + V_{BE} = R_4\left(I_D - \dfrac{I_C}{\beta_F}\right), \end{cases}$$

din care rezultă $I_C = 1$ mA și $h_{ie} = 2{,}5$ kΩ.

a) Calculăm amplificarea în buclă deschisă pe schema din figura 11.27, *b*, care reprezintă amplificatorul cu bucla deschisă :

$$a_V = \frac{\dfrac{R_3(R_3 + R_4)}{R_1 + R_3 + R_4}}{\dfrac{1}{h_{fe}} \cdot \dfrac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + \dfrac{1}{g_m}} = 54,$$

iar :

$$f_V = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 0{,}33$$

și rezultă : $A_V = 2{,}84$; $1 + T = 19$.

b) $R_i = R_2 \| \left[\dfrac{h_{ie} + (R_3 \| R_4)}{h_{fe}} \cdot (1 + T)\right] = 370\ \Omega.$

c) $R_o = \dfrac{R_1(R_3 + R_4)}{R_1 + R_3 + R_4} \cdot \dfrac{1}{1 + T} = 90\ \Omega.$

Observație. Montajul prezintă o impedanță de intrare relativ mică și un cîștig pe buclă modest în condițiile unei amplificări mici. Se pot ameliora acești parametri prin creșterea amplificării în buclă deschisă.

11.28. *Să se calculeze amplificarea în tensiune, și impedanțele de intrare și ieșire pentru circuitul din figura 11.28. Tranzistoarele sînt identice și au* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Pentru determinarea curenților de colector scriem următoarele ecuații :

$$\begin{cases} V_{CC} - V_{BE} = I_{C_1}R_1 + I_{C_2}(R_3 + R_4); \\ I_{C_1}R_2 + V_{BE} = I_{C_2}R_4, \end{cases}$$

din care obținem : $I_{C_1} = 1$ mA ; $I_{C_2} = 1{,}6$ mA.

Deoarece impedanța de intrare în repetorul pe emitor format din T_2 este foarte mare, putem considera că în colectorul tranzistorului T_1 rezistența echivalentă este chiar R_1.

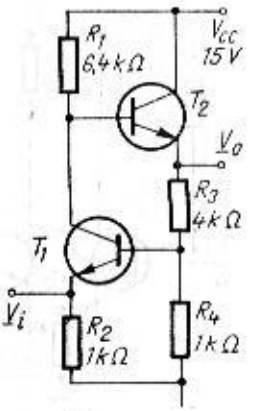


Fig. 11.28

De asemenea, la cîștigul în buclă deschisă contribuie numai tranzistorul T_2. În aceste condiții putem scrie :

$$a_V = \frac{R_c}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}} = 194,$$

iar $1 + T = 39{,}8$ și $A_V = 4{,}87 \cong 5 = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$.

Impedanța de intrare în cuadripolul de reacție nu a mai contribuit la diminuarea cîștigului în buclă deschisă datorită izolării produse de repetorul pe emitor.

Similar problemei anterioare calculăm impedanța de intrare

$$R_i = 567\ \Omega,$$

ce a crescut în principal pe seama creșterii T.

Pentru calculul impedanței de ieșire vom ține cont de efectul repetorului de tensiune și de efectul reacției negative :

$$R_o = \left[\left(\frac{R_1 + h_{ie1}}{h_{fe}}\right) \| (R_3 + R_1)\right] \cdot \frac{1}{1 + T} = 2{,}6\ \Omega.$$

Observație. Prin introducerea repetorului de tensiune cîștigul pe buclă a crescut și a scăzut simțitor impedanța de ieșire față de cazul circuitului din problema precedentă. Nu s-a modificat esențial impedanța de intrare.

11.29. *Se consideră amplificatorul din figura 11.29, pentru care se cere să se calculeze :*

a) *valoarea rezistenței* R_1 *pentru ca la ieșire amplitudinea semnalului să poată fi maximă ;*

b) *amplificarea în tensiune ;*

c) *impedanța de intrare și impedanța de ieșire din circuit. Se vor considera tranzistoarele identice, cu* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Tranzistorul T_1 adăugat față de montajul din problema precedentă asigură mărirea impedanței de intrare în montaj.

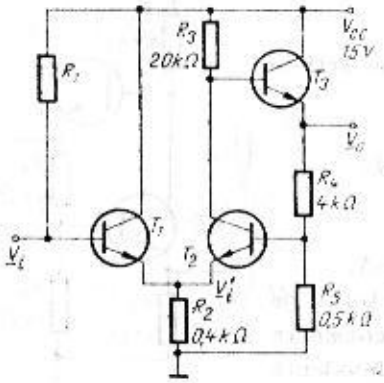


Fig. 11.29

a) Pentru ca la ieșire excursia de semnal să fie maximă, trebuie îndeplinită condiția :

$$R_3 I_{C2} = (R_4 + R_5) I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{2} = 7{,}2\ \text{V}.$$

Rezultă : $I_{C2} = 0{,}36$ mA ; $I_{C3} = 1{,}6$ mA.

$$I_{B1} = \left(\frac{R_3 I_{C3} - V_{BE}}{R_1} - I_{C2}\right) \cdot \frac{1}{\beta_F},$$

iar :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - R_3 \cdot I_{C2}}{I_{B1}} = 10{,}142\ \text{MΩ} \cong 10\ \text{MΩ},$$

și $I_{C1} = 0{,}14$ mA

b) Vom calcula pentru început :

$$A'_V = \frac{V_o}{V'_i}$$

ca în cazul problemei precedente și vom obține $A'_V \cong 9$, iar $1 + T = 31$.

Pentru a calcula cîștigul repetorului pe emitor T_1, trebuie să determinăm impedanța de intrare R'_i a amplificatorului cu reacție serie de tensiune utilizînd relația :

$$R'_i = \left[\frac{\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} + h_{ie2}}{h_{fe}} \cdot (1 + T)\right] \| R_3 = 339\ \Omega.$$

Cu aceste date se poate calcula amplificarea în tensiune **globală** a montajului :

$$A_V = \frac{(h_{fe} + 1)R'_i}{h_{ie1} + (h_{fe} + 1)R'_i} \cdot A'_V = 5{,}7.$$

c) $R_i = h_{ie1} + (h_{fe} + 1)R'_i = 52\ \text{k}\Omega$.

În calculul anterior s-a neglijat, perfect acoperitor, influența rezistenței $R_1 = 10\ \text{M}\Omega$.

$$R_o = \left[\frac{R_3 + h_{ie2}}{h_{fe} + 1} \| (R_4 + R_5)\right](1 + T)^{-1} \cong \frac{R_3}{h_{fe}} \cdot \frac{1}{1 + T} = 6{,}8\ \Omega.$$

Observație. Această structură de amplificator de tensiune, care rezultă prin încadrarea montajului din figura 11.27, *a* cu două repetoare pe emitor, se dovedește suficient de bună **sub** aspectul impedanțelor de intrare și ieșire.

11.30. *Tranzistoarele circuitului din figura 11.30 sînt identice și sînt caracterizate prin* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V.

a) *Să se calculeze valoarea rezistenței* R_6 *astfel încît excursia de semnal la ieșire să fie maximă.*

b) *Să se calculeze amplificarea în tensiune a montajului.*

c) *Să se determine impedanța de intrare și de ieșire a circuitului.*

Rezolvare

a) Din ecuațiile :

$$R_5 I_C = (R_7 + R_8)I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{2};$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - R_5 I_{C3}}{R_1} \cdot \beta_F;$$

$$I_{C4} = I_{C1} + I_{C2},$$

rezultă : $I_{C1} = 1$ mA ; $I_{C2} = 0{,}95$ mA ; $I_{C3} = 0{,}95$ mA ; $I_{C4} = 1{,}95$ mA.

Pentru calculul valorii rezistenței R_3 scriem :

$$R_6 = \left[\frac{(V_{CC} + V_{EE})R_3}{R_3 + R_6} - V_{BE}\right] \cdot \frac{1}{I_{C4}} = 1{,}23\ \text{k}\Omega.$$

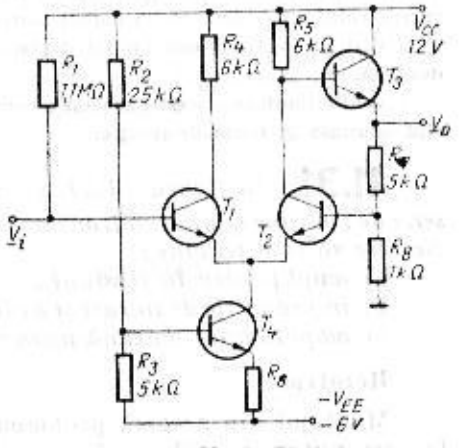


Fig. 11.30

b) Dacă $(1+T)$ calculat pentru amplificatorul cu reacție negativă serie de tensiune este suficient de mare, se poate scrie :

$$A_V = \frac{R_i'(h_{fe}+1)}{R_i'(h_{fe}+1)+h_{ie1}} \cdot \left(1+\frac{R_7}{R_8}\right),$$

unde R_i' este impedanța de intrare în amplificatorul format din tranzistoarele T_2 și T_3. Pentru calculul mărimii R_i' trebuie determinat cîștigul pe buclă al amplificatorului cu reacție negativă :

$$1+T = 1+\frac{R_3}{\frac{R_7R_4}{R_7+R_8}\cdot\frac{1}{h_{fe}}+\frac{1}{g_{m2}}}\cdot\frac{R_4}{R_7+R_8} \cong 30.$$

Deci :

$$R_i' = \frac{h_{ie2}+R_4R_5}{(h_{fe}+1)}\cdot(1+T) = 1\ \text{k}\Omega.$$

În aceste condiții putem face aproximarea :

$$A_V = 1+\frac{R_7}{R_8} \cong 6.$$

Generatorul de curent a permis curenți mai mari prin T_1 și T_2 concomitent cu dispariția rezistenței care șunta intrarea în emitorul lui T_2. Acest fapt a permis ca T_1 să aibă o amplificare apropiată de unitate și funcția de transfer a întregului montaj se depindă numai de R_7 și R_8.

c) Impedanța de intrare va fi :

$$R_i \cong [(h_{fe}+1)R_i']\|R_1 = 91{,}6\ \text{k}\Omega.$$

Reacția de tensiune la ieșire permite obținerea unei rezistențe relativ mici de ieșire, calculabile cu relația :

$$R_o = \frac{R_7+R_8}{1+T} = 200\ \Omega.$$

Observație. Se remarcă faptul că în montajul tratat de această problemă singurul tranzistor care realizează o amplificare a semnalului este T_2, care are același rol ca tranzistorul din figura 11.27, *a*. Toate celelalte tranzistoare au rolul de a „izola" amplificatorul propriu-zis de influența parametrilor externi. T_1 și T_4 sînt repetoare de tensiune, iar T_3 este un generator de curent constant ce asigură un cuplaj foarte bun între T_2 și T_3.

Cîștigul pe buclă este limitat de faptul că numai T_2 contribuie la amplificarea în buclă deschisă.

O altă limitare a acestei scheme o constituie faptul că numai două tranzistoare, din patru, sînt cuprinse în bucla de reacție.

11.31. *În figura 11.31, a este reprezentat un amplificator cu reacție serie de tensiune echipat cu tranzistoare ce au* $\mathbf{h_{fe} = \beta_F = 100}$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V. Se cere să se determine :*

a) *amplificarea în tensiune ;*
b) *impedanțele de intrare și de ieșire ;*
c) *amplitudinea maximă a semnalului la ieșire.*

Rezolvare

Montajul din această problemă este de tipul celui din problema 11.26, la care putem considera că s-a adăugat pe bucla de reacție un repetor pe

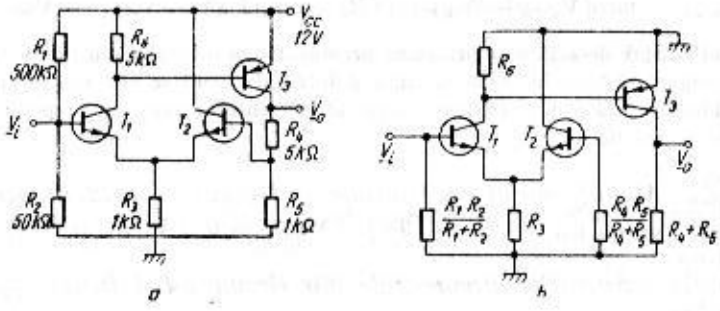


Fig. 11.31

emitor format din tranzistorul T_2. După cum vom vedea, avantajul obținut va fi creșterea amplificării în buclă deschisă.

Din ecuații de regim static rezultă :

$$I_{C1} = 0{,}12 \text{ mA} ; \; I_{C2} = 0{,}37 \text{ mA} ; \; I_{C3} = 1{,}08 \text{ mA} ; \; V_{CE3} = 5{,}45 \text{ V}.$$

a) Pentru calculul regimului dinamic vom considera schema echivalentă a amplificatorului cu bucla deschisă din figura 11.31, *b*. Se observă pe această schemă că rolul principal al tranzistorului T_2 este de a introduce în emitorul tranzistorului T_1 o impedanță de mică valoare. Vom echivala impedanța de ieșire din repetorul T_2 cu rezistența

$$R = \left(h_{ie2} + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}\right) \frac{1}{h_{fe} + 1} = 75 \ \Omega.$$

Folosind această notație putem scrie amplificarea în buclă deschisă ca fiind :

$$a_V = \frac{\dfrac{h_{ie1} R_6}{h_{ie1} + R_6}}{R + \dfrac{1}{g_{m1}}} \cdot g_{m2} (R_4 + R_5) = 1\,411.$$

Deci : $1 + T = 236$; $A_V = 5{,}97 \cong 6 = \dfrac{R_4 + R_5}{R_5}$. Este utilă compararea acestor rezultate cu cele obținute la problema 11.26.

b) Impedanța de intrare va rezulta din conectarea în paralel a divizorului de polarizare, format din R_1 și R_2, cu impedanța de intrare „văzută" din baza tranzistorului T_1, ce este afectată de reacția negativă și va fi notată cu R_i'. Deci :

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_i'} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}.$$

$$R_i' = [h_{ie1} + (h_{fe} + 1) \cdot R](1 + T) = 6\,704 \text{ k}\Omega$$

deci :

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 45{,}45 \text{ k}\Omega.$$

Pentru impedanța de ieșire scriem :

$$R_0 = (R_4 + R_5) \cdot \frac{1}{1 + T} = 25 \ \Omega.$$

c) $\underline{V}_{o\ max} = min[V_{CE3} - V_{BE};\ (R_4 + R_5)I_{C3}] = V_{CE3} - V_{BE} = 4{,}85$ V.

Observație. Spre deosebire de problema precedentă, în montajul din figura 11.31, *a* două tranzistoare asigură cîștigul în bucla deschisă și întregul circuit se află sub influența reacției negative. Subliniem încă o dată eficiența obținută prin introducerea unui repetor de tensiune în cuadripolul de reacție.

11.32. *Amplificatorul de tensiune din figura 11.32, a este construit cu tranzistoare avînd* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V. Să se calculeze următoarele mărimi :*

a) *valorile rezistențelor necunoscute din circuit astfel încît* $V_{CE3} = 12$ *V și* $R_i = 20$ *kΩ ;*

b) *amplificarea în tensiune a montajului ;*

c) *impedanța de ieșire din amplificator ;*

d) *ce efect are conectarea în locul tranzistorului* T_4 *a unui condensator de valoare suficient de mare între baza* T_2 *și punctul de masă ?*

Rezolvare

a) Observăm că : $V_{CE2} = V_{CE1} - V_{BE} + V_{BE} = V_{CE1}$. De asemenea se remarcă faptul că baza tranzistorului T_2 și colectorul tranzistorului T_1 se află la potențial nul, în regim static. Deci :

$$I_{C1} + I_{C3} = (V_{EE} - V_{CE3})\frac{1}{R_4};$$

$$(V_{CC} + V_{EE})\frac{R_3}{R_1 + R_2} = V_{EE} - V_{CE3} + V_{BE};$$

$$\frac{R_2R_1}{R_1 + R_1} = R_i = 20\ \text{k}\Omega$$

(dacă se va dovedi că transmisia pe buclă, T, este suficient de mare);

$$V_{CC} - R_6\left(I_{C3} + \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2R_7}\right) = R_5I_{C3};$$

$$I_{C1} \cdot R_3 = V_{CC}.$$

Folosind relațiile de mai sus, obținem :

$R_1 = 166$ kΩ ; $R_2 = 22{,}7$ kΩ ; $R_3 = 5{,}41$ kΩ ; $I_{C1} = 2{,}77$ mA ;

$I_{C4} = 2{,}4$ mA ; $I_{C3} = 2{,}4$ mA ; $I_{C5} = 0{,}23$ mA.

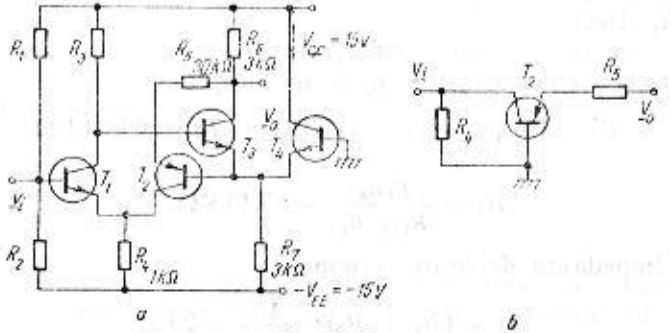


Fig. 11.32

Determinăm parametrii dinamici ai tranzistoarelor:

$$h_{ie1} = 0{,}9\ \text{k}\Omega\ ;\ h_{ie2} = 10{,}86\ \text{k}\Omega\ ;\ h_{ie3} = h_{ie4} = 1{,}04\ \text{k}\Omega.$$

$$b)\ a_V = \frac{R_3}{R_4 + \dfrac{1}{g_{m1}}} \cdot \frac{2h_{ie2}}{2h_{ie2} + R_3} \cdot \frac{g_{m1}}{2} R_6.$$

În relația anterioară s-a neglijat impedanța introdusă în emitorul lui T_3 de baza tranzistorului T_2, deoarece este mult mai mare decît h_{ib4}.

Pentru calculul f_V folosim cuadripolul din figura 11.32, *b* de unde rezultă:

$$\underline{f}_V = \frac{\underline{V}_i'}{\underline{V}_e} = \frac{R_4}{R_3 + h_{ib2}} \cong \frac{R_4}{R_3}$$

Înlocuind datele numerice obținem:

$$A_V = 26{,}34\ ;\ 1 + T = 8{,}2.$$

c) $R_e = (R_6 \| R_5 + h_{ib2})(1 + T)^{-1} = 332\ \Omega$.

d) Tranzistorul T_4 are rolul de a „cupla la masă" baza T_2 și emitorul T_3. Realizează acest lucru aproximativ, dar independent de frecvența semnalelor în domeniul frecvențelor mici.

Înlocuind acest tranzistor cu un condensator se obține o cuplare mai corectă la masă, însă într-o manieră dependentă de frecvență. Efectul principal ce se obține este micșorarea amplificării primului etaj (sau creșterea atenuării de cuplaj între etaje) și creșterea amplificării celui de-al doilea. Datorită mărimii finite a R_3 se obține, pe ansamblu, un cîștig.

11.33. *Se dă amplificatorul din figura 11.33 echipat cu tranzistoare având* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}7$ *V. Condensatorul C va fi considerat scurtcircuit în domeniul frecvențelor de lucru. Se cere să se calculeze:*

a) *amplificarea în tensiune a montajului atacat cu un generator ideal de tensiune;*

b) *transimpedanța circuitului pentru cazul în care este atacat cu un generator ideal de curent;*

c) *impedanța de ieșire a amplificatorului și dependența acestuia față de rezistența generatorului.*

Rezolvare

Pentru calculul curenților prin tranzistoare scriem:

$$2\frac{I_{C4}}{\beta_F} + V_{BE3} = I_{C4} \cdot R_4$$

și, dacă se neglijează I_{B3} și $I_{b1}R_1$, rezultă:

$I_{C1} = I_{C2} = 25\ \mu\text{A}$; $I_{C3} = 50\ \mu\text{A}$; $I_{C4} = 2{,}5$ mA. Se determină $h_{ie1} = h_{ie2} = 100\ \text{k}\Omega$, $h_{ie3} = 50\ \text{k}\Omega$, $h_{ie4} = 1\ \text{k}\Omega$.

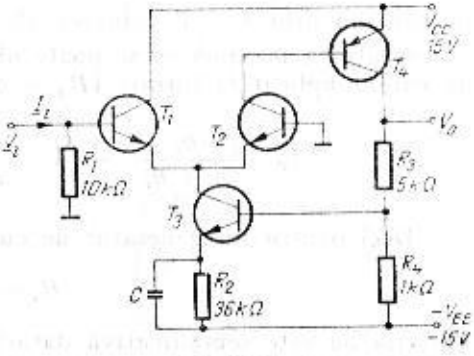


Fig. 11.33

a) Amplificatorul posedă o reacție serie de tensiune prin divizorul R_3, R_4 și tranzistorul T_4. Vom scrie :

$$A_V = \frac{a_V}{1 + a_V f_V},$$

unde :

$$a_V = \frac{h_{fe4}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} g_{m4} \left(R_3 + \frac{R_4 h_{ie4}}{R_4 + h_{ie4}} \right);$$

$$a_V \cong \frac{g_{m1}}{2} h_{fe} (R_3 + R_4);$$

$$\underline{f}_V = \frac{\underline{V}'}{\underline{V}_2} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot g_{m3} \cdot \left(\frac{1}{g_{m1}} \Big\| \frac{1}{g_{m2}} \right);$$

$$f_V = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot g_{m3} \frac{1}{2 g_{m1}} = \frac{R_4}{R_4 + R_3},$$

deoarece $I_{C3} = 2\, I_{C1}$.

Înlocuind obținem : $a_V = 300$; $1 + T = 51$; $A_V = 6$.

Deci, tranzistorul T_3 se comportă ca un amplificator cu cîștig -1 ce asigură faza corectă a semnalului de reacție.

b) $\underline{A}_Z = \frac{\underline{V}_2}{\underline{I}_i} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_i} \cdot R_i = \underline{A}_V \cdot R_i$,

unde $R_i \cong R_1$, deci $A_Z = 60$ kΩ.

c) Pentru calculul rezistenței de ieșire folosim relația :

$$R_0 = \frac{R_3 + R_4}{1 + T},$$

iar dacă rezistența generatorului este nulă obținem $R_0 = 117$ Ω.

Dacă $R_g \neq 0$, atunci f_V se modifică astfel :

$$f_V' = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot g_{m3} \left[\frac{1}{g_{m3}} \Big\| \left(\frac{h_{ie1} + R_1 \| R_g}{h_{fe} + 1} \right) \right],$$

influențînd prin $1 + T$ valoarea R_0.

Abaterea maximă ce se poate obține rezultă pentru un generator ideal de curent aplicat la intrare ($R_g = \infty$). În acest caz se poate scrie :

$$f_V' = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \frac{1}{2} \left(1 + \frac{h_{ie1}}{h_{ie1} + R_1} \right) = 0{,}95 \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Deci pentru un generator de curent la intrare obținem :

$$R_0' = 123\ \Omega.$$

Variația nu este semnificativă datorită valorii relativ mici a rezistenței R_1 ce nu permite variații semnificative ale f_V pentru $h_{ie1} = 100$ kΩ.

11.34. *În figura 11.34, a este reprezentat un amplificator cu reacție serie de tensiune realizat cu tranzistoare având* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$.

a) *Se cere să se calculeze amplificarea în tensiune.*

b) *Să se calculeze impedanțele de intrare și ieșire ale circuitului.*

c) *Care este amplitudinea maximă a semnalului la ieșire?*

Rezolvare

Remarcăm faptul că semnalul de la ieșire are efect asupra intrării pe două căi; prin rezistența R_4 și prin rezistența R_6 circulă curenți ce determină potențialul pe R_5. Nu putem aplica direct algoritmul de desfacere a buclei de reacție. Din acest motiv vom face un calcul direct, ignorînd, pentru început, teoria reacției.

a) Pentru calculul amplificării vom utiliza schema echivalentă din figura 11.34, *b*. Deoarece am considerat generatorul de tensiune ideal putem ignora efectul rezistențelor R_1 și R_2.

Neglijînd I_{13} față de $h_{fe} I_{12}$, datorită impedanței mari de intrare prezentate de repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul T_3, putem scrie:

$$\underline{V}_o = R_6(h_{fe} + 1)|\underline{I}_{13}| + R_5(h_{fe} + 1)|\underline{I}_{13}| + R_5 h_{fe}|\underline{I}_{12}| + R_5(h_{fe} + 1)|\underline{I}_{11}|;$$

$$\underline{V}_o \cong [R_6|\underline{I}_{13}| + R_5(|\underline{I}_{13}| + |\underline{I}_{12}| + |\underline{I}_{11}|)]h_{fe};$$

$$\underline{V}_i \cong \underline{V}_o - R_6(h_{fe} + 1)\underline{I}_{13},$$

de unde va rezulta:

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = 1 + \frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{\underline{I}_{13}}{\underline{I}_{13} + \underline{I}_{12} + \underline{I}_{11}};$$

$$\underline{A}_V = 1 + \frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\underline{I}_{12}}{\underline{I}_{13}} + \frac{\underline{I}_{11}}{\underline{I}_{13}}}.$$

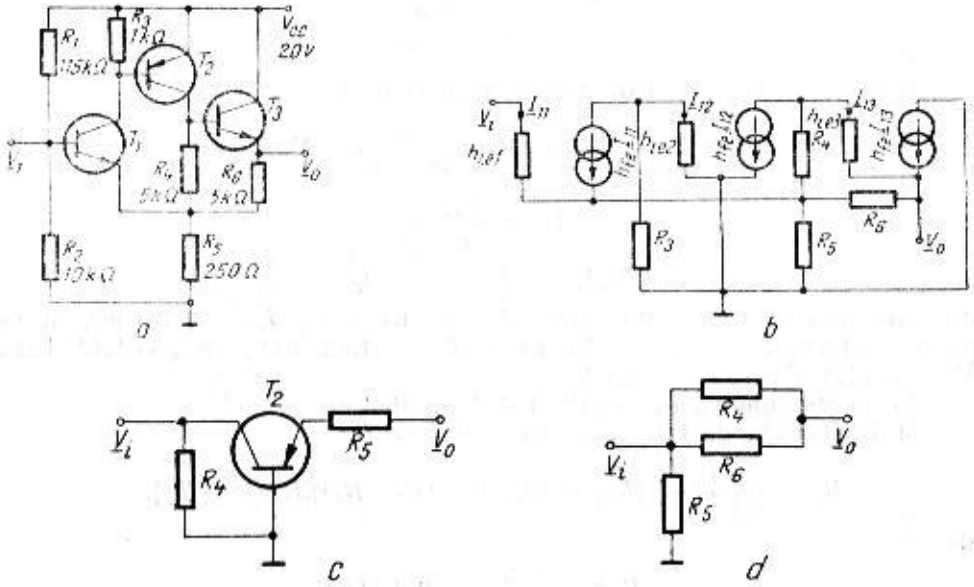


Fig. 11.34

Vom estima rapoartele de curenți din relația anterioară și va rezulta :

$$\frac{I_{i2}}{I_{i1}} = \frac{h_{ie2} + (h_{fe} + 1)R_6}{h_{fe}R_4} \cong \frac{R_6}{R_4};$$

$$\frac{I_{i1}}{I_{i3}} = \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_5 + h_{ie2}}{R_5} \cdot \frac{1}{h_{fe}} \ll \frac{R_6}{R_4},$$

deci vom putea calcula amplificarea în tensiune și vom obține :

$$A_V = 1 + \frac{1}{R_6} \cdot \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} = 11.$$

Remarcăm sugestia pe care o oferă acest rezultat, conform căruia reacția este introdusă printr-un cuadripol format din divizorul de tensiune realizat de R_5 și conectarea în paralel a rezistențelor R_4 și R_6. Circuitul echivalent pentru calculul amplificării în buclă deschisă va fi, deci, de tipul celui din figura 11.34, *c*, iar cuadripolul de reacție — conform reprezentării din figura 11.34, *d*. Utilizînd aceste reprezentări vom putea estima valoarea $(1 + T)$.

$$a_V = \frac{\dfrac{R_5 h_{ie2}}{R_5 + h_{ie2}} \cdot g_{m2} \cdot R''}{R' + \dfrac{1}{g_{m1}}},$$

unde :

$$R' = \frac{R_4 R_5 R_6}{R_4 R_5 + R_5 R_6 + R_6 R_4};$$

$$R'' = \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} + R_5;$$

$$f_V = \frac{R_5}{R_5 + \dfrac{R_4 R_6}{R_4 + R_6}}.$$

Regimul static este caracterizat prin ecuațiile :

$$I_{C1} + I_{C2} + I_{C3} = \left(V_{CC} \frac{R_7}{R_8 + R_7} - V_{BE}\right) \frac{1}{R_6};$$

$$I_{C1} \cong \frac{V_{BE}}{R_4};$$

$$R_4 I_{C2} = R_6 I_{C3} + V_{BE},$$

din care rezultă : $I_{C1} = 0{,}6$ mA ; $I_{C2} = 1{,}64$ mA ; $I_{C3} = 1{,}76$ mA și se poate determina : $h_{ie1} = 4{,}16$ kΩ ; $h_{ie2} = 1{,}52$ kΩ ; $h_{ie3} = 1{,}42$ kΩ ; $V_{CE2} = 11{,}8$ V ; $V_{CE3} = 12{,}4$ V.

În aceste condiții $a_V = 712$, $1 + T = 66{,}9$.

b) Impedanța de intrare a circuitului va fi :

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \| [h_{ie1} + (h_{fe} + 1)(R_5 \| R_4 \| R_6)(1 + T)],$$

deci :

$$R \cong \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9{,}2 \text{ kΩ}.$$

Pentru impedanța de ieșire vom scrie :

$$R_o = \left[\frac{R_4 + h_{ie2}}{h_{fe} + 1} \| (R_3 + R_6)\right] \cdot \frac{1}{1+T} \cong \frac{R_4 + h_{ie2}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{1}{1+T} = 0{,}95\ \Omega.$$

c) $V_{o\,max} = min(V_{CE2} - V_{BE}\,;\ V_{CC} - V_{CE3}) = \min(11{,}2\ \text{V}\,;\ 7{,}6\ \text{V}) = 7{,}6\ \text{V}.$

11.35. *În figura 11.35, a este reprezentat un amplificator de curent cu reacție paralel de curent (paralel-serie). Tranzistoarele din montaj au* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ *V. Să se calculeze :*

a) *amplificarea în curent a circuitului,* $\frac{I_o}{I_i}$;

b) *impedanța de intrare și de ieșire a amplificatorului de curent ;*

c) *amplitudinea maximă a curentului* I_o *ce poate fi admisă pe rezistența* R_6.

Rezolvare

Calculul punctelor statice de funcționare pentru cele două tranzistoare presupune :

$$V_{CC} - R_1 I_{C1} = 2\,V_{BE} + R_2 \frac{I_{C1}}{\beta_F}\,;$$

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{V_{CC} - (R_1 I_{C1} + V_{BE})}{R_4},$$

de unde rezultă : $I_{C1} = 1{,}04$ mA ; $I_{C2} = 1{,}41$ mA ; $V_{CE2} = 9{,}9$ V ; $h_{ie1} = 2{,}5\ \text{k}\Omega$; $h_{ie2} = 1{,}78\ \text{k}\Omega$.

a) Pentru calculul câștigului în buclă deschisă vom utiliza circuitul din figura 11.35, *b* și vom scrie amplificarea în curent ca fiind produsul amplificatorilor celor două amplificatoare cu atenuările de cuplaj la intrare și între etaje. Atenuarea la cuplajul pe R_3 este nesemnificativă deoarece am considerat $h_{fe} = 0$. Deci :

$$a_I = \frac{R_3 + R_4}{R_3 + R_4 + h_{ie1}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_1}{h_{ie2} + (h_{fe} + 1)\dfrac{R_4 R_3}{R_4 + R_3} + R_1} \cdot h_{fe} = 827\ ;$$

$$f_I = \frac{R_4}{R_4 + R_6} = 0{,}032.$$

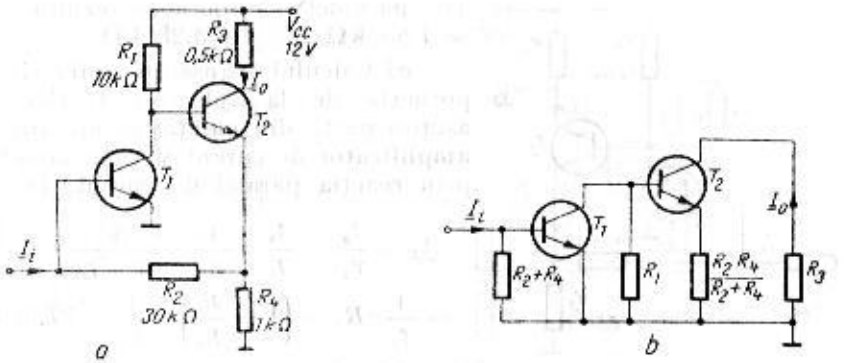


Fig. 11.35

de unde rezultă :

$$A_I = 29{,}8 \cong \frac{R_4 + R_3}{R_4} = 31 \; ; \; 1 + T = 27{,}67.$$

b) Conform teoriei reacţiei vom putea scrie :

$$R_i = \frac{h_{ie1}(R_1 + R_4)}{h_{ie1} + R_2 + R_4} \cdot \frac{1}{1 + T} = 83 \; \Omega.$$

Conform aceleiaşi teorii, impedanţa de ieşire din amplificatorul de curent este :

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \cdot (1 + T_Y)(1 + T),$$

unde T_Y este transmisia pe buclă datorată reacţiei locale introduse de $R_3 \| R_4$ la nivelul tranzistorului T_2. Deoarece am considerat $h_{oe} = 0$ prin datele problemei, impedanţa de ieşire va rezulta infinită.

c) Excursia curentului va fi limitată de blocarea sau saturarea tranzistorului T_2 ; deci :

$$|I_{o\,max}| = min\left(\frac{R_3 I_{C1}}{R_3} \; ; \; \frac{V_{CE2} - V_{BE}}{R_2 + R_3 \| R_4}\right) = I_{C2} = 1{,}41 \text{ mA}.$$

11.36. *Circuitul din figura 11.36 este realizat cu tranzistoare identice având* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *şi* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

a) *Care este valoarea funcţiei de transfer* $\frac{I_o}{V_i}$ *?*

b) *Care este valoarea impedanţei de intrare ?*

c) *Să se calculeze amplificarea în tensiune* $\frac{V_o}{V_i}$.

d) *Care este valoarea impedanţei de ieşire din amplificatorul de tensiune ?*

Rezolvare

Determinăm curenţii de colector cu relaţiile :

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_2 + \frac{R_3}{\beta_F}} = 1{,}36 \text{ mA} \; ;$$

$$I_{C2} = \left(V_{BE} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} \cdot R_3\right) \cdot \frac{1}{R_5} = 0{,}76 \text{ mA},$$

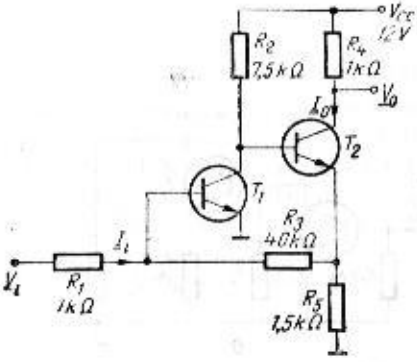


Fig. 11.36

iar parametrii dinamici rezultă : $h_{ie1} = 1{,}83$ kΩ ; $h_{ie2} = 3{,}28$ kΩ.

a) Calculul transadmitanţei circuitului porneşte de la aplicarea tecriei reacţiei asupra părţii din montaj ce are funcţia de amplificator de curent şi este caracterizată prin reacţia paralel de curent. Deci :

$$\underline{A}_Y = \frac{\underline{I}_o}{\underline{V}_i} = \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_i} \cdot \frac{1}{R_1} = \frac{a_I}{1 + f_I a_I} \cdot \frac{1}{R_1} =$$

$$= \frac{1}{f_I} \cdot R_1 = \left(1 + \frac{R_3}{R_5}\right) \cdot \frac{1}{R_1} = 27{,}66 \text{ kΩ}^{-1}$$

dacă $1 + f_I a_I \gg 1$.

Pentru verificarea condiției anterioare, scriem :

$$a_I \cong \frac{R_s}{R_s + h_{ie1}} h_{fe} \frac{h_{ie2} + (h_{fe} + 1)R_5}{h_{ie2} + (h_{fe} + 1)R_5 + R_3} \cdot h_{fe} = 470 ;$$

$$f_I = \frac{R_0}{R_5 + R_0} = 0{,}036 ;$$

$$1 + T = 18 ; \; A_I = 26{,}1 \; k\Omega^{-1},$$

deci aproximarea anterioară a fost justificată.

b) Impedanța de intrare rezultă prin înserierea rezistenței R_1 cu rezistența de intrare în amplificatorul de curent :

$$R_i = R_1 + \frac{h_{ie1}(R_3 + R_2)}{h_{ie1} + R_3 + R_5} \cdot \frac{1}{1 + T} = 1{,}096 \; k\Omega,$$

deci $R_i \cong R_1$.

c) $\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_0}{\underline{V}_i} = \frac{\underline{I}_0 \cdot R_4}{\underline{I}_i \cdot R_1} = \underline{A}_I \cdot \frac{R_4}{R_1} = 26{,}1.$

d) Impedanța de ieșire din amplificatorul de curent este infinită (v. problema anterioară), dar impedanța de ieșire din circuit ca amplificator de tensiune presupune luarea în considerație a rezistenței R_4, pe care se formează tensiunea $\underline{V}_0$. Deci :

$$R_0 = R_4.$$

Observație. Amplificatorul de tensiune prezintă impedanțe la borne și un ciștig independent de parametrii componentelor active din circuit. Deficiența majoră a circuitului rămîne dependența punctelor statice de funcționare de variația parametrilor tranzistoarelor (β_F și V_{BE}).

11.37. *Să se proiecteze un amplificator de curent care are schema de tipul celei din figura 11.37, a și următorii parametri :*

a) *amplificarea în curent :* $A_I = 20$;
b) $R_S = 1 \; k\Omega$ *(rezistența de sarcină)* ;
c) $I_{0\,max} = 4 \; mA$;
d) $V_{CC} = 15 \; V$; $V_{BE} = 6V$.

Să se calculeze impedanța de intrare a circuitului rezultat din proiectare.

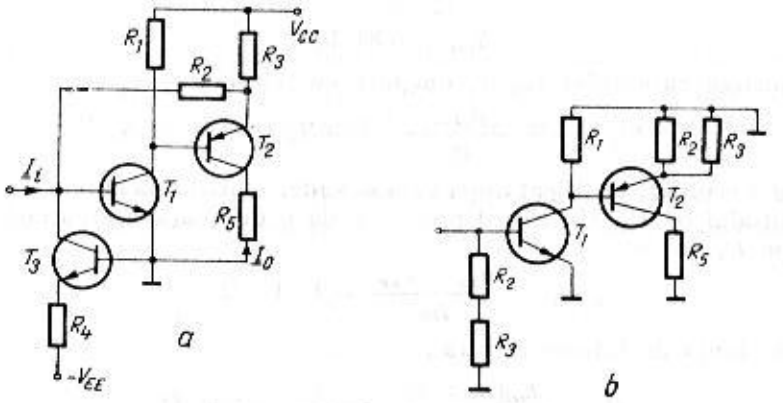


Fig. 11.37

Rezolvare

Condiția a impune ca $\frac{R_2}{R_3} = 39$.

Valoarea R_3 va rezulta din condițiile b și c în modul următor:

— pentru a utiliza cu maximă eficiență sursa de alimentare V_{CC} prin determinarea pentru R_3 a valorii maxime, vom scrie pentru limitarea spre saturație a tranzistorului T_2:

$$V_{CE2} - V_{BE} = (R_3 + R_5) I_{0\ max};$$

— pentru a permite excursia pe dreapta de sarcină înspre zona de tăiere a tranzistorului T_2 scriem:

$$V_{CC} = V_{CE2} + (R_3 + R_5) I_{0\ max};$$

$$I_{C2} = I_{0\ max}.$$

Vor rezulta următoarele mărimi: $V_{CE2} = 7{,}8$ V; $R_3 = 0{,}8$ kΩ.

Pentru a obține amplificarea impusă scriem:

$$R_2 = R_3(A_I - 1) = 31{,}2 \text{ kΩ}.$$

Amplificarea depinde numai de R_2 și R_3 numai dacă $(1 + T)$ este suficient de mare. Vom calcula valoarea rezistenței R_1 din condiția ca $1 + T > 20$, care se va traduce prin:

$$a_I = 800.$$

Înlocuind, obținem (conform figurii 11.37, b):

$$a_I = \frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_3 + h_{ie1}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_1}{R_1 + h_{fe} R_3} \cdot h_{fe} = 800.$$

Vom scrie această ecuație în funcție de I_{C1} sub următoarea formă:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_3 + \frac{h_{fe}}{40 I_{C1}}} \cdot h_{fe} \frac{\frac{R_3 I_{C1} + V_{BE}}{I_{C1}}}{\frac{R_3 I_{C2} + V_{BE}}{I_{C1}} + h_{fe} R_3} \cdot h_{fe} = 800,$$

și înlocuind datele numerice se obține $I_{C1} = 0{,}43$ mA.

Deci:

$$R_1 = \frac{R_3 I_{C1} + V_{BE}}{I_{C1}} = 8{,}83 \text{ kΩ};$$

$$h_{ie1} = 5{,}81 \text{ kΩ}.$$

Determinarea curentului I_{C3} o vom face cu relația:

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - R_3 I_{C1} - V_{BE}}{R_2} - I_{B1} = 0{,}35 \text{ mA},$$

în care s-a neglijat, justificat după cum se vede, contribuția curentului prin R_2 la potențialul pe R_3. Un calcul precis va da o diferență neesențială. Pentru a afla pe R_4 scriem:

$$R_4 = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_{C3}} = 15{,}4 \text{ kΩ}.$$

Impedanța de intrare rezultă:

$$R_i = \frac{h_{ie1}(R_2 + R_3)}{h_{ie1} + R_2 + R_3} \cdot \frac{1}{1 + T} = 223 \ \Omega.$$

11.38. *Să se calculeze rezistențele necunoscute din montaj (fig. 11.38) astfel încît :*

a) $I_{0\,max} = 20$ *mA ;*

b) *impedanța de intrare,* $R_i = 10\ \Omega$;

c) *amplificarea în curent* $\underline{A}_I = \frac{I_s}{I_i} = 100$.

Tranzistoarele din montaj sînt caracterizate prin $h_{fe} = \beta_F = 100$, $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

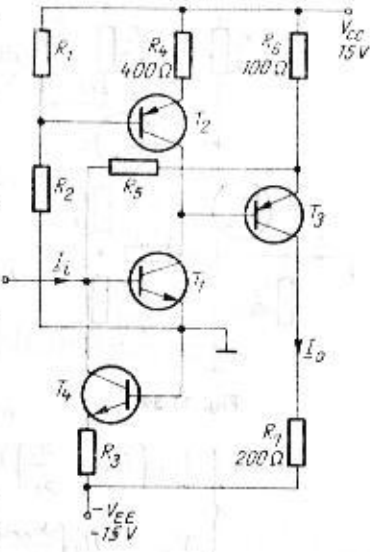


Fig. 11.38

Rezolvare

Amplificarea A_I impune ca $R_5 \cong 100 \cdot R_6 = 10$ kΩ.

Amplificarea în buclă deschisă va fi :

$$a_I = \frac{R_5}{R_5 + h_{ie1}} \cdot h_{fe}^2,$$

deoarece din cauza generatorului de curent format din T_2 și R_4, toată variația de curent din colectorul tranzistorului T_1 se transferă în baza tranzistorului T_3. Nu se mai produce atenuarea la cuplarea celor două etaje.

Impedanța de intrare se va scrie, deci :

$$R_i = \frac{R_5 h_{ie1}}{R_5 + h_{ie1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_5}{R_5 + h_{ie1}} \cdot h_{fe}^2 \frac{R_4}{R_4 + R_6}} = 0{,}01,$$

de unde rezultă cu bună aproximație $h_{ie1} = 1$ kΩ și, în consecință, $I_{C1} = 2{,}5$ mA.

Pentru determinarea valorilor R_1 și R_2 se scrie :

$$\begin{cases} V_{CC} \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{BE} + R_4 I_{C1}\,; \\ \dfrac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \dfrac{I_{C1}}{\beta_F} \cdot 20, \end{cases}$$

în așa fel încît să se asigure o bună stabilitate a punctului static de funcționare. Rezultă : $R_1 = 3{,}2$ kΩ ; $R_2 = 26{,}8$ kΩ. În calculul anterior s-a neglijat curentul de bază al tranzistorului T_3, care este de 0,1 mA, față de $I_{C1} = 2{,}5$ mA.

Valoarea rezistenței R_3 se determină ținînd cont de faptul că I_{C4} rezultă din diferența curenților prin rezistența R_5 și prin baza tranzistorului T_1 ; deci :

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{V_{EE} - V_{BE} - R_4 I_{C1}}{R_5} - I_{B1}} = 12\ \text{kΩ}.$$

Curentul de colector al tranzistorului T_3 a fost considerat egal cu $I_{0\,max}$.

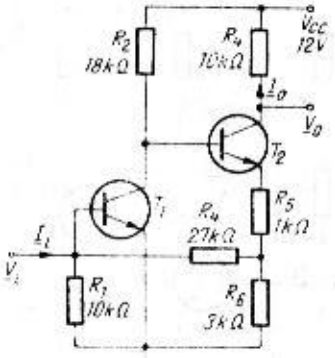


Fig. 11.39

11.39. *Se consideră amplificatorul de curent din figura 11.39. Tranzistoarele au* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V. *Să se calculeze :*

a) *amplificarea în curent ;*

b) *impedanța de intrare și de ieșire a amplificatorului de curent ;*

c) *amplificarea în tensiune ;*

d) *impedanța de ieșire a amplificatorului de tensiune.*

Rezolvare

Determinarea punctelor statice de funcționare se face rezolvînd sistemul de mai jos :

$$\begin{cases} I_{C1}\left(R_2 + \dfrac{R_4}{\beta_F}\right) + I_{C2}\cdot R_5 = V_{CC} - 2V_{BE} - \dfrac{V_{BE}}{R_1}\cdot R_4 ; \\ V_{BE} + R_4\left(\dfrac{V_{BE}}{R_1} + \dfrac{I_{C1}}{\beta_F}\right) = R_6\left(I_{C2} - \dfrac{V_{BE}}{R_1} - \dfrac{I_{C1}}{\beta_F}\right). \end{cases}$$

Se obțin următorii curenți : $I_{C1} = 0{,}78$ mA ; $I_{C2} = 0{,}88$ mA și se determină $h_{ie1} = 3{,}2$ kΩ, $h_{ie2} = 2{,}84$ kΩ.

$$a)\ a_I = \frac{\dfrac{R_1(R_4 + R_6)}{R_1 + R_4 + R_6}}{h_{ie1} + \dfrac{R_1(R_4 + R_6)}{R_1 + R_4 + R_6}} \cdot h_{fe}^2 \cdot \frac{R_5}{(h_{fe} + 1)\left[R_5 + \dfrac{R_6(R_1 + R_4)}{R_6 + R_1 + R_4}\right] + h_{ie2} + R_5} ;$$

$$a_I = 317{,}56 ;$$

$$f_I = \frac{R_4}{R_4 + R_4} = 0{,}1 ;\ 1 + T = 32{,}75 ;\ A_I = 9{,}69 \cong f_I^{-1} = 10.$$

b) Pentru impedanța de intrare se scrie :

$$R_i = [h_{ie1} \,||\, R_1 \,||\, (R_4 + R_6)] \cdot \frac{1}{1 + T} = 68\ \Omega.$$

Deoarece rezistența R_4 nu face parte din amplificatorul de curent și ținînd cont de modul în care este definit curentul I_o, putem spune că R_o este infinit datorită reacției locale serie de curent și globale paralel de curent.

$$c)\ \underline{A}_V = \frac{\underline{I}_o R_4}{\underline{I}_i R_i} = \underline{A}_I \frac{R_4}{R_i} = 1\,245.$$

De remarcat că A_V este foarte mare, dar depinde de parametrii tranzistoarelor (prin $1 + T$) și este a unui amplificator foarte prost receptor de tensiune (rezistența de intrare este foarte mică).

11.40. *Ce fel de reacție are circuitul repetor pe emitor (repetor de ensiune)?*

Rezolvare

Se poate ușor răspunde dacă se particularizează circuitul din figura 11.26, înlocuindu-se rezistența $R_1 = 10$ kΩ cu o rezistență de valoare nulă, iar tranzistoarele T_1 și T_2 — cu un tranzistor echivalent (conform soluției problemei 10.19).

Deci repetorul pe emitor poate fi privit ca o particularizare a unui amplificator cu reacție serie de tensiune.

12. REDRESOARE MONOFAZATE

BREVIAR TEORETIC

● **Generalităţi.** Un redresor monofazat are **schema bloc** din figura 12.0, *a*. *Transformatorul* modifică mărimea tensiunii alternative şi izolează circuitul de reţea. *Redresorul propriu-zis* este un circuit neliniar care transformă tensiunea alternativă din secundarul transformatorului într-o tensiune cu componentă continuă. *Filtrul* „netezeşte" forma de undă (reduce componentele alternative ale tensiunii de ieşire).

Privit de la bornele de ieşire, redresorul poate fi modelat *în curent continuu* ca în figura 12.0, *b*.

Dependenţa tensiunii continue redresate V_0 de curentul de sarcină I_0 este reprezentată în figura 12.0, *c* sub forma **caracteristicii externe**. Această caracteristică poate fi *neliniară*, caz în care *rezistenţa de ieşire* R_0 (fig. 12.0, *b*)

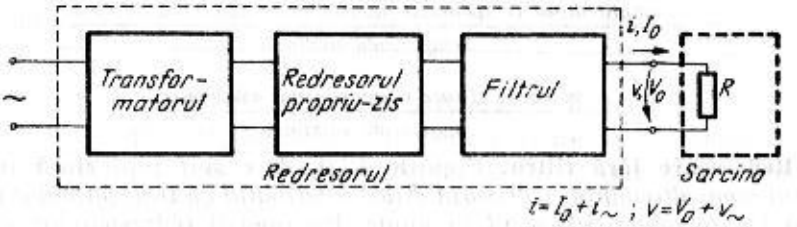


Fig. 12.0, a

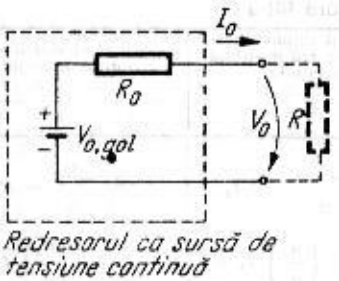


Fig. 12.0, b

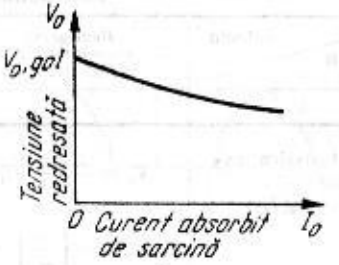


Fig. 12.0, c

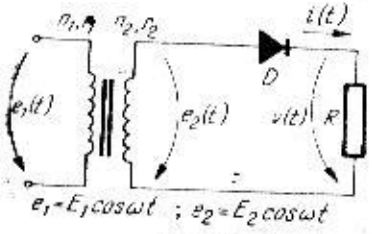


Fig. 12.0, d

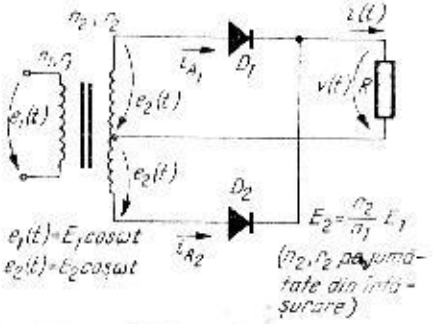


Fig. 12.0, e

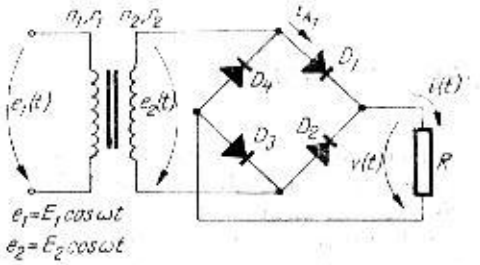


Fig. 12.0, f

nu este constantă și este asociată tangentei la caracteristica externă pentru un curent de sarcină I_0 dat.

Alte **mărimi de interes** sînt *randamentul redresării*

$$\eta = \frac{V_0 I_0}{P_{\text{absorbită de la rețea}}}$$

și *factorul de ondulație* al tensiunii (curentului) pe (prin) sarcină.

$$\gamma = \frac{\text{amplitudinea componentei alternative de frecvență minimă}}{\text{componenta continuă}}$$

sau

$$\gamma' = \frac{\text{valoarea eficace a componentei alternative}}{\text{componenta continuă}}.$$

● **Redresoare fără filtru.** Figurile 12.0, *d*, *e* și *f* reprezintă respectiv *redresorul monoalternanță*, *redresorul dublă alternanță cu transformator cu priză mediană în secundar*, *redresorul în punte*. Parametrii redresoarelor sînt dați în tabelul 12.1. Caracteristica unei diode semiconductoare este modelată

TABELUL 12.1

Parametrii redresoarelor fără filtru

Mărimile electrice \ Schema	Redresorul monoalternanță (fig. 12.0, d)	Redresorul dublă alternanță cu priză mediană în secundar (fig. 12.0, e)	Redresorul dublă alternanță în punte (fig. 12.0, f)
1	2	3	4
Caracteristica externă $V_0 = V_0(I_0)$	$V_0 = \frac{E_1}{\pi} - R_i' I_0$ $R_i' = R_1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 r_1 + r_2$	$V_0 = \frac{2E_1}{\pi} - R_i' I_0$ $R_i' = R_1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 r_1 + r_2$	$V_0 = \frac{2E_1}{\pi} - R_i' I_0$ $R_i' = 2R_1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 r_1 + r_2$

TABELUL 12.1 (continuare)

1	2	3	4
Curentul maxim prin sarcină, I_M	$\frac{E_2}{R + R_i'}$	$\frac{E_2}{R + R_i'}$	$\frac{E_2}{R + R_i'}$
Curentul mediu prin sarcină, I_0	$\frac{I_M}{\pi}$	$\frac{2I_M}{\pi}$	$\frac{2I_M}{\pi}$
Valoarea efectivă a curentului prin sarcină, I_{ef}	$\frac{I_M}{2}$	$\frac{I_M}{\sqrt{2}}$	$\frac{I_M}{\sqrt{2}}$
Randamentul redresării, η	$\frac{\pi}{8\left(1 + \frac{R_i'}{R}\right)}$	$\frac{\pi}{4\left(1 + \frac{R_i'}{R}\right)}$	$\frac{\pi}{4\left(1 + \frac{R_i'}{R}\right)}$
Curentul maxim prin diode, I_{AM}	I_M	I_M	I_M
Curentul mediu prin diode, I_{A0}	$I_0 = \frac{I_M}{\pi}$	$\frac{I_0}{2} = \frac{I_M}{\pi}$	$\frac{I_0}{2} = \frac{I_M}{\pi}$
Tensiunea inversă maximă pe diode, V_{RM}	E_2	$2E_2$	E_2
Frecvența minimă a componentelor alternative	$\frac{\omega}{2\pi}$	$\frac{\omega}{\pi}$	$\frac{\omega}{\pi}$
Factorul de utilizare al transformatorului, ξ_T	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi^2}$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi^2}$	$\frac{8}{\pi^2}$

ca în figura 12.0, *g*. Transformatorul are primarul cu n_1 spire și rezistența r_1, secundarul cu n_2 spire și rezistența r_2. Pentru redresarea monoalternanță formele de undă sînt reprezentate în figura 12.0, *h*. Dezvoltarea în serie Fourier a curentului este

$$i(t) = I_M\left(\frac{1}{\pi} + \frac{\cos \omega t}{2} + \frac{2 \cos 2\omega t}{3\pi} - \ldots\right),$$

Fig. 12.0, g

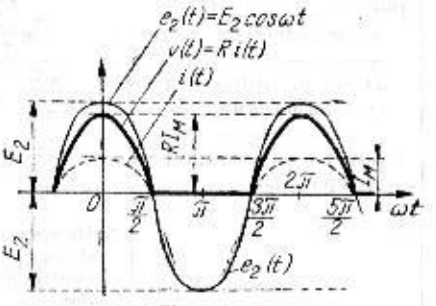


Fig. 12.0, h

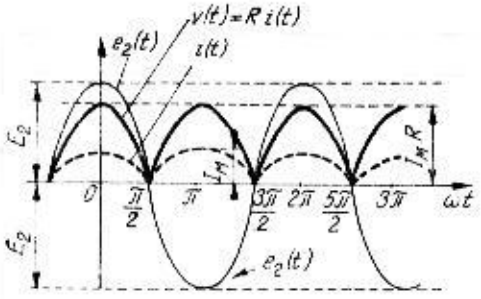


Fig. 12.0, i

iar tensiunea se scrie

$v(t) = Ri(t) = V_0 + componente\ alternative$, unde $V_0 = \frac{E_2}{\pi(R + R_i')}$, $E_2 = \frac{n_2}{n_1} E_1$,

iar R_i' este rezistența serie totală definită în tabelul 12.1.

Pentru celelalte **două** scheme formele de undă apar în figura 12.0, *i*, iar dezvoltarea în serie este

$$i(t) = I_M \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right);$$

tensiunea se scrie :

$$v(t) = Ri(t) = V_0 + componentele\ alternative,$$

unde :

$$V_0 = \frac{2E_2}{\pi(R + R_i')}.$$

Date utile pentru proiectarea transformatorului apar în tabelul 12.2. S-a neglijat R_i' în raport cu R. Factorul de utilizare al transformatorului este definit astfel :

$$\xi_T = \frac{puterea\ de\ curent\ continuu\ în\ sarcină}{puterea\ aparentă\ în\ secundar}.$$

TABELUL 12.2

Factorul de utilizare al transformatorului în schemele de redresare fără filtru

$(R_i' \cong 0)$

Schema / *Mărimea electrică*	*Monoalternanță*	*Dublă alternanță cu priză mediană în secundar*	*Dublă alternanță în punte*
Puterea de curent continuu în sarcină, $V_0 I_0$	$\frac{E_2}{\pi} \cdot \frac{E_2}{\pi R}$	$\frac{2E_2}{\pi} \cdot \frac{2E_2}{\pi R}$	$\frac{2E_2}{\pi} \cdot \frac{2E_2}{\pi R}$
Valoarea efectivă a tensiunii în secundar	$\frac{E_2}{\sqrt{2}}$	$\frac{E_2}{\sqrt{2}}$ (jumătate din înfășurare)	$\frac{E_2}{\sqrt{2}}$
Valoarea efectivă a curentului în secundar	$\frac{E_2}{2R}$	$\frac{E_2}{2R}$ (jumătate din înfășurare)	$\frac{E_2}{R\sqrt{2}}$
Puterea aparentă totală în secundar	$\frac{E_2^2}{2\sqrt{2}R}$	$2 \times \frac{E_2^2}{2\sqrt{2}R}$	$\frac{E_2^2}{2R}$
Factorul de utilizare al transformatorului, ξ_T	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cong 0{,}29$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi^2} \cong 0{,}57$	$\frac{8}{\pi^2} \cong 0{,}8$
Randamentul redresării (comparație)	$\frac{4}{\pi^2} \cong 0{,}4$	$\frac{8}{\pi^2} \cong 0{,}8$	$\frac{8}{\pi^2} \cong 0{,}8$
Observații	Saturarea miezului datorită curentului continuu în secundar	—	—

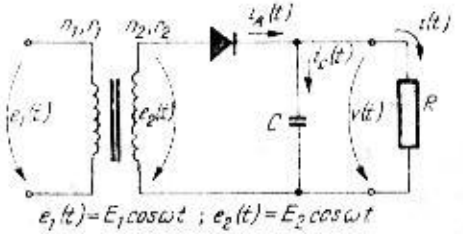


Fig. 12.0, j

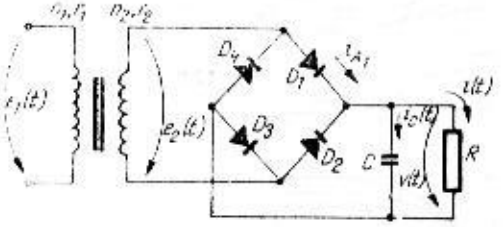


Fig. 12.0, k

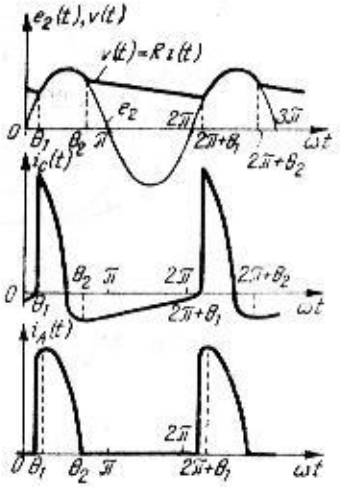


Fig. 12.0, l

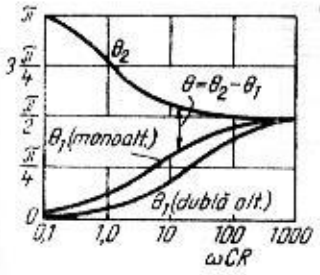


Fig. 12.0, m

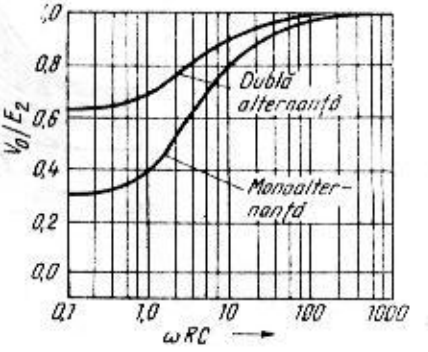


Fig. 12.0, n

● **Redresoare cu filtru-capacitate.** *Redresorul monoalternanță cu filtru-capacitate* este reprezentat în figura 12.0, *j*, iar cel *în punte* — în figura 12.0, *k*. În ambele situații tensiunea redresată maximă (în gol) este E_2. În figura 12.0, *l* se arată formele de undă pentru redresorul monoalternanță cu $R_i' = R_i + r_1\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 + r_2 \cong 0$ (idealizare). Calculele dau unghiul de conducție $\theta = \theta_2 - \theta_1$ (fig. 12.0, *m*), tensiunea redresată V_0 (fig. 12.0, *n*), factorul de ondulație γ' (fig. 12.0, *o*), raportul între curentul maxim și curentul mediu prin sarcină, I_{AM}/I_0 (fig. 12.0, *p*). Toate aceste mărimi sînt reprezentate în funcție de ωCR, pentru mono- și dublă alternanță (rezultatele sînt aceleași pentru schema în punte și pentru cea cu transformator cu priză mediană). Pentru o rezis-

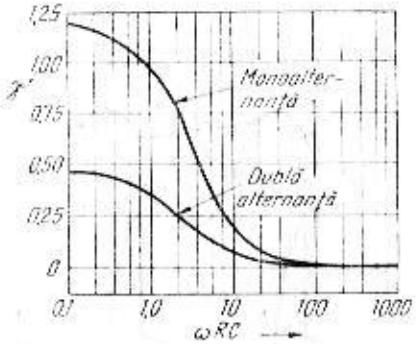


Fig. 12.0, o

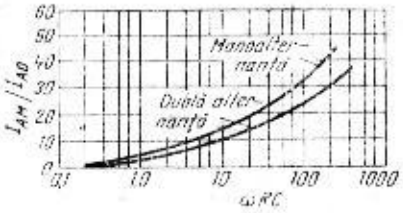


Fig. 12.0, p

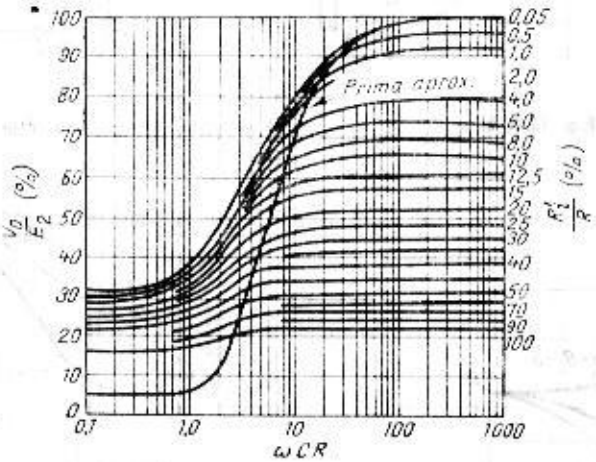


Fig. 12.0, q

tență de sarcină R dată se va alege C pentru a satisface γ' impus, dioda — pentru a suporta curentul, iar tensiunea în secundar E_2 — pentru a asigura V_0 cerut la bornele sarcinii.

O proiectare mai precisă se face pe baza unor curbe calculate cu luarea în considerare a rezistenței serie R_i' (care are valorile din tabelul 12.1). Dacă se introduce o rezistență serie suplimentară (pentru limitarea curentului la pornirea schemei), și aceasta se va include în valoarea lui R_i'. Se reprezintă tensiunea continuă normată pentru schema monoalternanță (fig. 12.0, *q*) și dublă alternanță cu transformator cu priză mediană sau în punte (fig. 12.0, *r*). Figura 12.0, *s* reprezintă factorul de ondulație γ', iar figura 12.0, *t* — raportul I_{AM}/I_{A0}.

O a treia posibilitate de calcul este următoarea. Se include efectul rezistenței serie, dar se presupune C suficient de mare pentru ca pulsațiile tensiunii

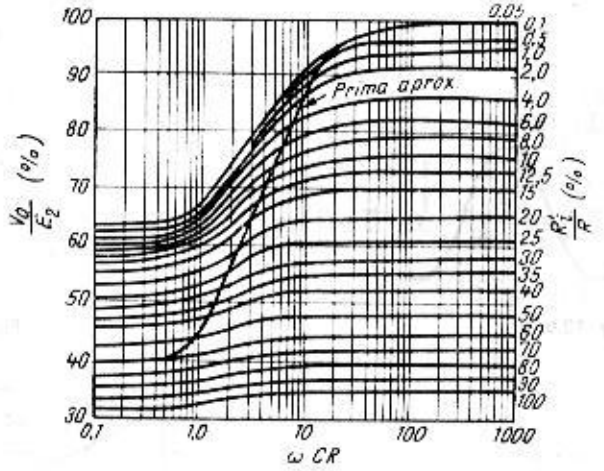


Fig. 12.0, r

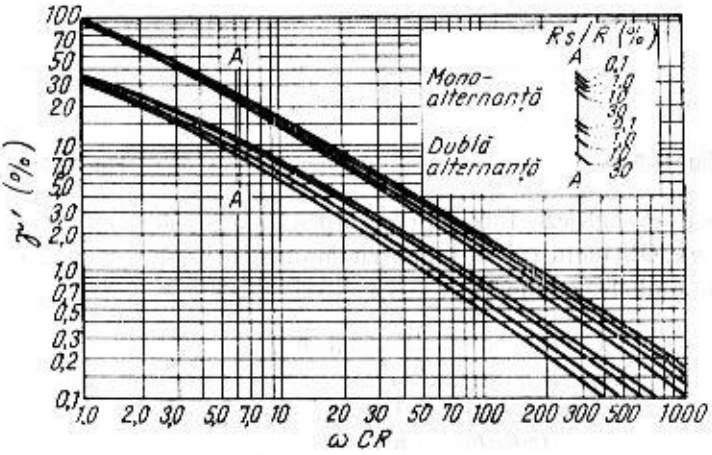


Fig. 12.0, s

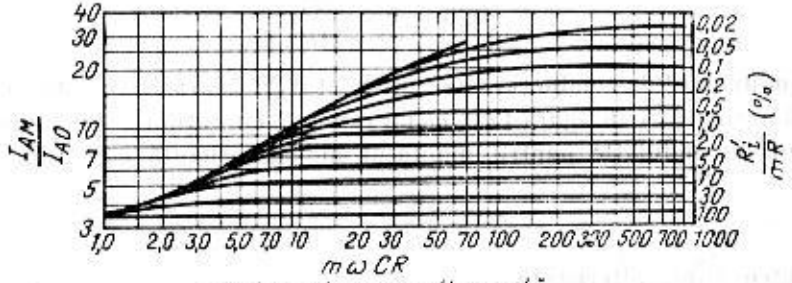


Fig. 12.0, t

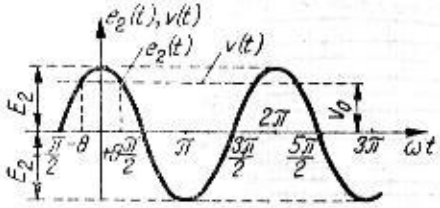


Fig. 12.0, u

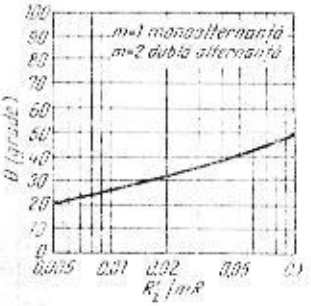


Fig. 12.0, v

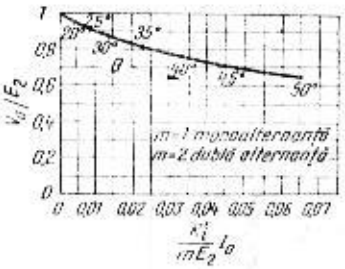


Fig. 12.0, w

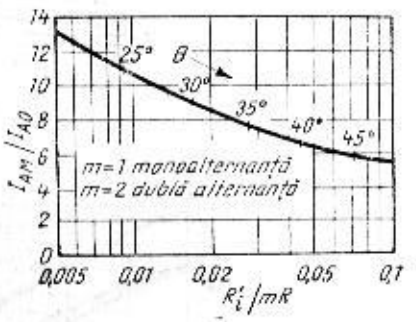


Fig. 12.0, x

redresate să se neglijeze într-o primă aproximație, deci $v(t) \cong V_0 = constant$ (fig. 20.0, *u*). Obținem ($m = 1$ pentru monoalternanță, $m = 2$ pentru dublă alternanță, ambele scheme):

$$\frac{V_0}{E_2} = \cos\theta\,;$$

$$\frac{I_D}{(mE_2/R'_i)} = \frac{1}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta)\,;$$

$$\frac{I_{AM}}{I_{A0}} = \frac{\pi(1-\cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta}\,;$$

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R'_i}{mR}\,.$$

Semiunghiul de conducție este reprezentat în figura 12.0, *v*, caracteristica externă normată — în figura 12.0, *w*, iar raportul curenților — în figura 12.0, *x*. Factorul de ondulație pentru montajul monoalternanță este (fig. 12.0, *y*)

$$\gamma \cong \frac{\Delta V}{V_0} = \frac{\pi - \theta}{\omega CR}\,,$$

iat pentru dublă alternanță

$$\gamma \cong \frac{\pi - 2\theta}{2\omega CR}\,.$$

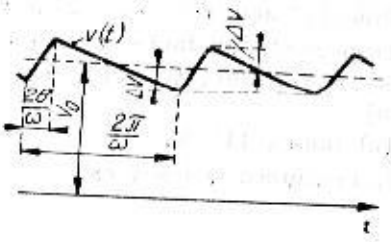


Fig. 12.0, y

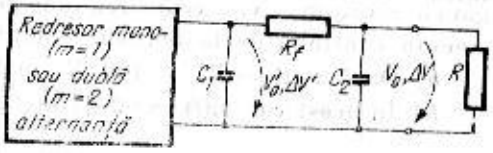


Fig. 12.0, z

Toate formulele de mai sus sînt valabile pentru valori mici ale lui θ (C mare, pulsații mici).

● **Redresoare cu filtru în π.** Pentru redresorul cu filtru în π ca cel din figura 12.0, *z* calculul se face în două etape. În prima etapă se calculează tensiunea continuă V'_0 și pulsațiile $\Delta V'$ la bornele lui C_1 la fel ca la schema cu filtru capacitate cu $C = C_1$ și rezistență de sarcină $R + R_f$. În a doua etapă se calculează V_0 și ΔV cu relațiile

$$V_0 = V'_0 \frac{R}{R + R_f};$$

$$\Delta V \cong \Delta V' \frac{1}{m\omega R_f C_2}, \quad \frac{1}{m\omega C_2} \ll R_f, R$$

($m = 1$ pentru monoalternanță și $m = 2$ pentru dublă alternanță).

PROBLEME REZOLVATE

12.1. *Pentru măsurarea tensiunilor alternative se folosește schema din figura 12.1. Miliampermetrul este un instrument magnetoelectric (cu cadru mobil) gradat astfel încît să indice valoarea eficace (efectivă) a tensiunii sinusoidale aplicate la bornele de intrare. Rezistența diodelor și a generatorului de tensiune este neglijabilă față de* r. *Se cere să se arate:*

a) *care va fi indicația instrumentului dacă la intrare se aplică o tensiune continuă de 100 V;*

b) *ce va indica acul dacă la intrare se aplică o tensiune care are o componentă continuă de 50 V și alta alternativă de 50 V valoare eficace.*

Rezolvare

Deviația acului este produsă de componenta continuă, I_0, a curentului $i(t)$ care trece prin instrument. Formal, putem presupune că deviația este proporțională cu tensiunea continuă la ieșire $V_0 = rI_0$, unde r este rezistența instrumentului.

Dacă la intrare se aplică $v_i(t) = V_i \cos \omega t$, instrumentul trebuie să în-

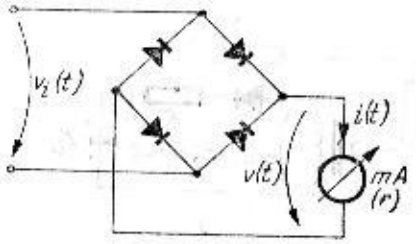


Fig. 12.1

dice $V_i/\sqrt{2}$, în timp ce tensiunea care „acționează" acul este $V_0 = 2V_i/\pi$ (adică valoarea medie a tensiunii redresate). Deci există un factor de scală egal cu $\pi/(2\sqrt{2}) = 1{,}11$ (valoarea indicată pe scala aparatului este 1,11 × componenta continuă de la bornele instrumentului).

a) Dacă $v_i(t) = V_{i0} = 100$ V, instrumentul indică 111 V.

b) În acest caz $v_i(t) = 50 + 50\sqrt{2}\cos \omega t$. Tensiunea la ieșire este

$$v(t) = |v_i(t)|$$

Fie ωt_1 și ωt_2 soluțiile ecuației $v_i = 0$, adică

$$\cos \omega t = -\frac{1}{\sqrt{2}}$$

cuprinse între $-\pi$ și $+\pi$, anume $\omega t_1 = 0{,}75\pi$ și $\omega t_1 = 1{,}25\pi$. Ca urmare

$$V_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{3\pi}{4}}^{+\frac{3\pi}{4}} 50(1+\sqrt{2}\cos \omega t)\, d\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{3\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} 50\,|1+\sqrt{2}\cos \omega t|\, d\omega t = 52{,}17$$

Indicația instrumentului va fi $52{,}17 \times 1{,}11 = 57{,}9$ V.

Observație. Datorită neliniarității circuitului, principiul superpoziției nu se aplică.

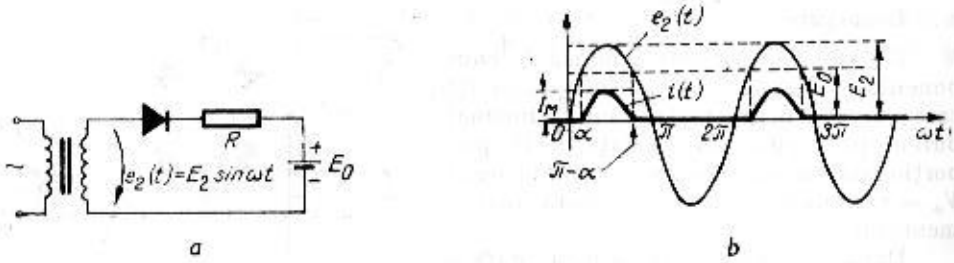
12.2. *În schema din figura 12.2,a redresorul monoalternanță încarcă bateria de acumulatoare cu tensiunea electromotoare* E_0 *prin rezistența serie totală* R *(care include rezistența transformatorului și a diodei; dioda din circuit poate fi deci considerată ca ideală, cu rezistența zero în conducție directă). Se cere să se calculeze curentul de încărcare al bateriei. Ce se întîmplă atunci cînd se inversează bornele bateriei ?*

Aplicație numerică *pentru* $E_2 = 100$ V, $E_0 = 24$ V *și* $R = 50\ \Omega$.

Rezolvare

Variația curentului din circuit este reprezentată în figura 12.2, *b*. Unghiul α este determinat de relația

$$E_2 \sin \alpha = E_0.$$



a *b*

Fig. 12.2

Curentul mediu de încărcare a bateriei este

$$I_o = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi-\alpha} i(\omega t)\,d\omega t = \frac{1}{2\pi R}\int_\alpha^{\pi-\alpha} [e_2(\omega t) - E_0]\,d(\omega t) =$$

$$= \frac{E_2}{2\pi R}\int_\alpha^{\pi-\alpha} (\sin \omega t - \sin \alpha)\,d\omega t = \frac{E_2}{\pi R}\left[\cos \alpha + \left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\sin \alpha\right].$$

Calculele numerice dau $I_o = 0{,}415$ A. Valoarea maximă a curentului de încărcare este

$$I_M = \frac{E_2 - E_0}{R} = 1{,}52 \text{ A}.$$

Dacă se schimbă polaritatea bateriei, $I_o = 0{,}895$ A și bateria se descarcă.

12.3. *Pentru redresorul în punte din figura 12.3, a se cere să se determine:*

a) *circuitul echivalent al redresorului privit ca o sursă de curent continuu;*
b) *tensiunea și curentul mediu redresat;*
c) *curentul mediu și respectiv maxim prin diode;*
d) *curentul de scurtcircuit și tensiunea inversă maximă pe diode.*

Primarul transformatorului este alimentat de la rețeaua de 220 V, 50 Hz printr-un transformator cu următorii parametri: $r_1 = 200\ \Omega$, $r_2 = 15\ \Omega$ *și* $n_1/n_2 = 10$ *(raportul numărului de spire). Diodele, identice, au caracteristica de forma indicată în figură, cu* $R_i = 1{,}5\ \Omega$.

Rezolvare

a) Amplitudinea tensiunii în secundar este:

$$E_2 = E_1 \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{2}\cdot 220 \cdot 10 = 31{,}1 \text{ V},$$

iar rezistența echivalentă serie în secundar este

$$R_i' = 2R_i + r_2 + r_1\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = 3 + 15 + 2 = 20\ \Omega.$$

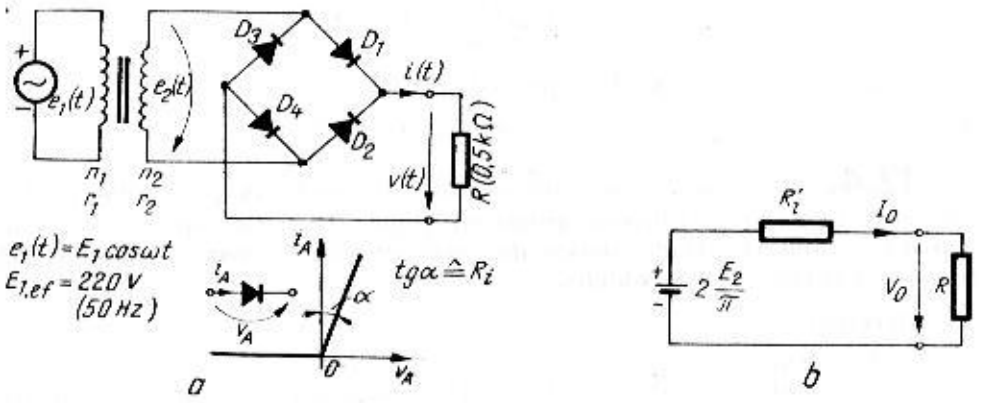


Fig. 12.3

Tensiunea redresată are expresia

$$V_o = \frac{2E_2}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_i'},$$

iar curentul redresat este

$$I_0 = \frac{V_o}{R}.$$

Eliminînd rezistența de sarcină R între ecuațiile de mai sus obținem ecuația caracteristicii externe

$$V_o = \frac{2E_2}{\pi} - R_i' I_o,$$

care permite modelarea circuitului redresor ca o sursă de tensiune continuă (fig. 12.3, *b*). Această sursă are tensiunea în gol $\frac{2E_2}{\pi}$ și rezistența internă R_i'. Acest circuit „de tip Thévenin" nu poate fi totuși obținut prin aplicarea teoremei Thévenin deoarece circuitul redresor este neliniar. De fapt nu este vorba de un circuit echivalent propriu-zis, deoarece nu este valabil decît pentru cazul funcționării pe sarcină rezistivă.

b) Pentru $R = 0{,}5$ kΩ rezultă :

$$V_o = \frac{2E_2}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_i'}{R}} = \frac{2 \cdot 31{,}1}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{20}{500}} = 19 \text{ V};$$

$$I_o = V_o / R = 19/0{,}5 = 38 \text{ mA}.$$

c) Fiecare diodă conduce numai cîte o semiperioadă și curentul mediu care o străbate este

$$I_{Ao} = \frac{I_o}{2} = 19 \text{ mA}.$$

Curentul maxim este

$$I_{AM} = I_{2M} = \frac{E_2}{R_i + R} = \frac{31{,}1}{0{,}52} = 59{,}8 \cong 60 \text{ mA}.$$

d) Curentul de scurtcircuit ($R_L = 0$) are valoarea maximă

$$I_{sc} = \frac{E_2}{R_i'} = \frac{31{,}1}{20} = 1{,}55 \text{ A}.$$

Tensiunea inversă maximă pe o diodă este

$$V_{R\,max} = E_2 - R_i I_M = 31{,}1 - 0{,}02 \cdot 60 = 29{,}9 \cong 30 \text{ V}.$$

12.4. *Să se calculeze mărimile indicate în problema precedentă pentru redresorul în punte cu filtru capacitate din figura 12.4. Condensatorul are valoarea* $C = 500$ μF. *Toate celelalte date sînt cele din problema precedentă. Să se estimeze și factorul de ondulație.*

Rezolvare

a) Se verifică

$\omega RC = 100\pi \cdot 500 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 25\pi \gg 1$ și tensiunea pe condensator poate fi considerată constantă $v(t) \cong V_o$, într-o primă aproximație.

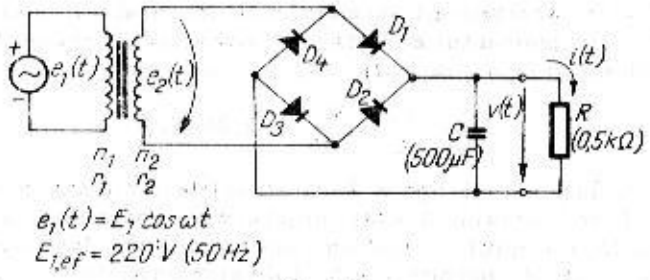


Fig. 12.4

Atît V_0 cît şi I_0 pot fi exprimate în funcţie de semiunghiul de conducţie, θ (a se vedea breviarul teoretic):

$$V_0 = E_2 \cos\theta;$$

$$I_0 = \frac{2E_1}{\pi R'}(\sin\theta - \theta\cos\theta).$$

Unghiul θ se determină folosind relaţia $V_0 = RI_0$: el depinde de raportul R/R'_i aşa cum se arată în figura 12.0, *v*.

Rezistenţa de ieşire (sau rezistenţa internă) a redresorului este

$$R_0 = -\frac{dV_0}{dI_0} = -\frac{dV_0/d\theta}{dI_0/d\theta} = \frac{\pi R'_i}{2\theta}.$$

Această rezistenţă de ieşire corespunde pantei caracteristicii externe în punctul de funcţionare (R dat). Dacă extrapolăm această tangentă la $I_0 = 0$ evident că nu obţinem tensiunea dată de redresor în gol (aceasta este $V_0 = E_2$, pentru $I_0 = 0$, $\theta = 0$). Ca urmare problema circuitului echivalent al redresorului trebuie pusă sub forma următoare: nu există un circuit echivalent liniar care să modeleze comportarea redresorului ca o sursă de tensiune. Poate fi dat un circuit care să permită estimarea efectului unor mici variaţii ale curentului de sarcină I_0 (sau a rezistenţei de sarcină) în jurul unei valori nominale.

b) În cazul numeric studiat, vom scrie:

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R'_i}{2R} = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{0{,}02}{0{,}5} = 0{,}063$$

şi din grafic $\theta \cong 32°$. O iteraţie numerică dă valoarea mai precisă $\theta = 31{,}5°$. De aici $V_0 = E_2\cos\theta = 31{,}1\cdot 0{,}853 = 26{,}5$ V iar $R_0 = 57\ \Omega$. Curentul de sarcină este $I_0 = V_0/R = 53$ mA. Rezistenţa de ieşire ne permite estimarea lui ΔV_0 pentru un ΔI_0 (mic) dat. De exemplu, pentru $\Delta I_0 = +2$ mA avem $\Delta V_0 = -R_0\Delta I_0 = -114$ mV.

c) Curentul mediu printr-o diodă este

$$I_{AV} = \frac{I_0}{2} = 26{,}5 \text{ mA}.$$

Curentul maxim va fi calculat presupunînd ca şi pînă acum că tensiunea pe condensator este practic constantă şi egală cu V_0. Ca urmare

$$I_{AM} = I_M = \frac{E_2 - V_0}{R'_i} = \frac{31{,}1 - 26{,}5}{0{,}02} = 230 \text{ mA}^*.$$

---

* Raportul I_{AM}/I_{AV} este 8,68, ceea ce concordă cu rezultatul obţinut din figura 12.0, *x*.

d) Curentul de scurtcircuit se calculează în cazul cel mai nefavorabil. Se presupune că în momentul conectării la rețea, adică atunci cînd condensatorul este descărcat, avem $e_2(t) = e_{2,\,max} = E_2$ și

$$I_{sc} = \frac{E_2}{R_i'} = \frac{31{,}1}{20} = 1{,}55 \text{ A}.$$

Evident, același curent apare dacă se scurtcircuitează accidental bornele de ieșire ale redresorului. Totuși curentul care apare la pornire are o durată foarte scurtă. Curentul de suprasarcină accidentală dat în catalog corespunde acestui curent de pornire și este tolerat pentru 10 ms, adică semiperioada oscilației de 50 Hz.

Tensiunea inversă maximă este aproximativ egală cu $E_2 = 31{,}1$ V.

e) Factorul de ondulație este

$$\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega RC} = 0{,}013 \ (1{,}3\%).$$

Observație. Folosind curbele de proiectare din figurile 12.6, *r*, *s* și *t* obținem următoarele rezultate (mai precise). Cu $R_i'/R = 0{,}02/0{,}5 = 0{,}04$ și $\omega CR = 25\,\pi = 78{,}5$ obținem $V_0 \cong 0{,}82 \cdot 31{,}1 = 25{,}5$ V. De aici $I_0 = V_0/R = 51$ mA și $I_{Ab} = I_0/2 = 25{,}5$ mA. De asemenea se determină $I_{AM} = 8I_{Ab} = 204$ mA și $\gamma = 0{,}0085$ (0,85%). Se constată că rezultatele calculate anterior sînt satisfăcătoare. În general calculul aproximativ (cu unghiul θ) este cu atît mai precis cu cît θ este mai mic.

12.5. *Pentru redresoarele cu filtru „în π" din figurile 12.5, a și b se cere să se determine tensiunea continuă pe sarcină, curentul continuu redresat și factorul de ondulație și să se compare rezultatele obținute pentru cele două circuite. Transformatorul și puntea sînt identice cu cele din problema 12.3.*

Rezolvare

Neglijînd căderea de tensiune continuă pe bobina L din figura 12.5, *a* putem aplica aceleași relații ca în problema precedentă pentru calculul ten-

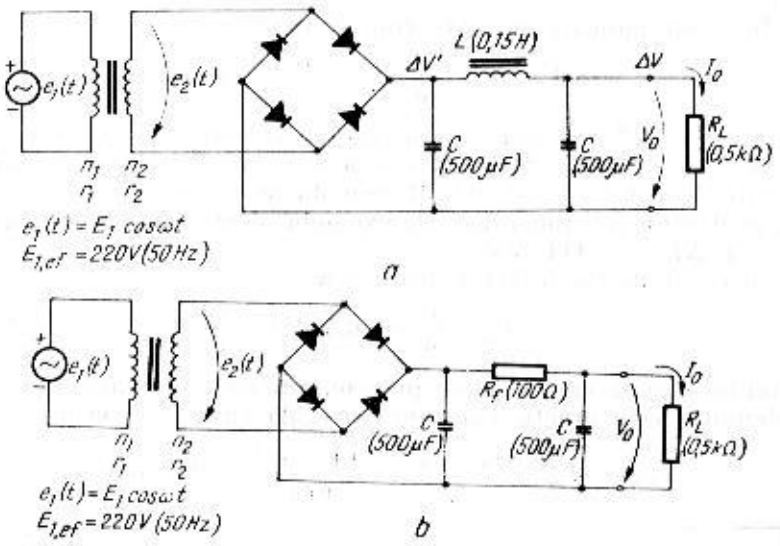


Fig. 12.5

siunii continue V_0 și al curentului redresat I_0. Deoarece și datele numerice sînt identice, vom obține $V_0 = 26{,}5$ V și $I_0 = 53$ mA.

Factorul de ondulație la bornele capacității de intrare în filtru este

$$\gamma' = \frac{\Delta V'}{V_0} = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega CR} = 0{,}013,$$

exact ca în problema 12.4. Factorul de ondulație propriu-zis este

$$\gamma = \frac{\Delta V}{V_0} = \frac{\Delta V}{\Delta V'} \cdot \frac{\Delta V'}{V_0} = \frac{\Delta V}{\Delta V'} \gamma'.$$

Vom estima $\Delta V/\Delta V'$ calculînd atenuarea pe care o suferă componenta alternativă cu frecvența cea mai mare, 2ω. Deoarece

$$\frac{1}{2\omega C} \ll R$$

și

$$\frac{1}{2\omega C} \ll 2\omega L,$$

rezultă că

$$\gamma \cong \frac{1}{4\omega^2 LC} \gamma' = 0{,}44 \cdot 10^{-3} \ (0{,}044\%).$$

Pentru schema din figura 12.5, *b* se aplică mai întîi aceeași metodă de calcul ca în problema precedentă, ca și cum am avea un redresor cu filtru capacitate ($C = 500$ μF de la intrarea în filtru) și o sarcină de curent continuu $R + R_f = 0{,}5 + 0{,}1 = 0{,}6$ kΩ. Se determină semiunghiul de conducție θ' din relația

$$\operatorname{tg} \theta' - \theta' = \frac{\pi R_f'}{2(R + R_f)} = 0{,}052.$$

Obținem (prin iterații) $\theta' = 29{,}7^\circ \cong 30^\circ$. Rezultă tensiunea medie la bornele primei capacități $V_0' = E_2 \cos \theta = 27$ V și tensiunea continuă pe sarcină

$$V_0 = \frac{R}{R + R_f} V_0' = 22{,}5 \text{ V}.$$

Curentul continuu prin sarcină este $I_0 = V_0/R = 45$ mA.

Factorul de ondulație se estimează ținînd seama că

$$\frac{1}{2\omega C} \ll R, \ R_f.$$

Rezultă

$$\gamma = \frac{\Delta V}{V_0} = \frac{\Delta V}{\Delta V'} \cdot \frac{\Delta V'}{V_0'} \cdot \frac{V_0'}{V_0} = \frac{1}{2\omega CR_f} \cdot \frac{\pi - 2\theta'}{2\omega C(R + R_f)} \cdot \frac{R + R_f}{R} =$$

$$= \frac{\pi - 2\theta'}{4\omega^2 C^2 R R_f} = 0{,}42 \cdot 10^{-3} \ (0{,}042\%).$$

Observație. Filtrul în π asigură o atenuare substanțială a pulsațiilor la bornele sarcinii. Utilizarea bobinei are dezavantaje constructive (este costisitoare, grea, voluminoasă). Performanțe comparabile în ceea ce privește filtrajul se pot obține (cel puțin într-o plajă de curenți de sarcină) cu filtre rezistență-capacitate (fig. 12.5, *b*). Dezavantajul constă în pierderea de tensiune pe rezistența de filtraj. Randamentul redresării scade în mod corespunzător.

12.6. *Să se proiecteze un redresor în punte, alimentat direct de la rețea, care să furnizeze o tensiune* $V_o = 225$ *V la un curent redresat de 0,25 A. Se impune ca pulsațiile tensiunii de sarcină să nu depășească 0,1%.*

Rezolvare

În funcție de $I_o = 0{,}25$ A și $V_o = 225$ V se alege puntea 3 PM4 (IPRS Băneasa), cu următoarele date de catalog:

tensiunea maximă de alimentare: $V_{a,\,ef} = 280$ V;
tensiunea medie redresată: $V_{oB} = 240$ V;
curentul mediu redresat pe sarcină rezistivă: $I_{oB} = 3{,}2$ A;
tensiunea inversă de vîrf repetitivă la intrare: $V_{RRM} = 400$ V;
curentul de vîrf repetitiv în conducție directă: $I_{FRM} = 6{,}5$ A;
curentul de vîrf la suprasarcină accidentală (impuls de 10 ms): $I_{FSM} = 70$ A.

Tensiunea de alimentare a punții este

$$\frac{E_2}{\sqrt{2}} = 220 V_{ef} < V_{a,\,ef},$$

iar

$$V_o = 225 \text{ V} < V_{oB} = 240 \text{ V};$$

$$I_o = 0{,}25 \text{ A} < I_{oB} = 3{,}2 \text{ A}.$$

Tensiunea maximă la intrare este

$$E_2 = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V} < V_{RRM} = 400 \text{ V}.$$

Valoarea redusă a lui γ necesită utilizarea unui filtru „în π". Alegem un filtru rezistență-capacitate. Mărimea rezistenței R_f (a se vedea schema din figura 12.5, *b*) este limitată de tensiunea continuă maximă la ieșirea punții. Alegem $R_f = 51\ \Omega$, pentru care

$$V_o' = V_o + R_f I_o = 237{,}75 \text{ V} < V_{oB} = 240 \text{ V}.$$

La fel ca în problemele precedente

$$V_o = \frac{R}{R + R_i'} E_2 \cos \theta';$$

$$I_o = \frac{2E_2}{\pi R'} (\sin \theta' - \theta \cos \theta'),$$

unde rezistența de sarcină este

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{225 \text{ V}}{0{,}25 \text{ A}} = 900\ \Omega.$$

Din expresia lui V_o rezultă $\theta = 40{,}14 \cong 40°$. Din relația care dă θ în funcție de R_i'/R se calculează

$$R_i' = \frac{2}{\pi} (R + R_f)(\text{tg } \theta' - \theta') = 85{,}3\ \Omega.$$

Deoarece transformatorul nu există, este necesară intercalarea unei rezistențe serie R_s între punte și filtru (care va asigura și reducerea curentului de scurtcircuit). Ca urmare

$$R_i' = 2R_i + R_s = 3 + R_s = 85{,}3\ \Omega.$$

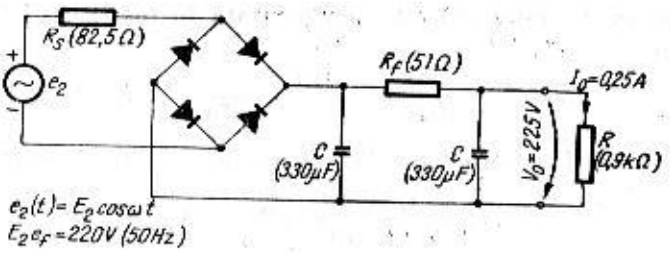


Fig. 12.6

Alegem $R_s = 82{,}5\ \Omega$ ($\pm 1\%$). Puterea medie disipată este

$$P_d = R_s I_0^2 = 82{,}5 \cdot (0{,}25)^2 \cong 5{,}2\ \text{W},$$

deci se va alege o rezistență de 6 W.

Curentul maxim prin diodele punții este

$$I_{AM} = \frac{E_1 - V_0'}{R_1'} = \frac{311 - 237{,}75}{2 \cdot 1{,}5 + 82{,}5} = 0{,}86\ \text{A} < I_{FSM} = 6{,}5\ \text{A}.$$

Curentul de scurtcircuit este

$$I_{sc} = \frac{E_1}{R_1'} = \frac{331}{85{,}5} = 3{,}87\ \text{A} < I_{FSM} = 70\ \text{A}$$

(dacă nu am pune rezistența serie, curentul de scurtcircuit ar fi $E_2/R_1 = 331/3 = 110\ \text{A} > I_{FSM}$).

În final vom alege cele două capacități ale filtrului plecînd de la expresia factorului de ondulație

$$\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{4\omega^2 R R_1 C_1 C_2}.$$

Presupunînd capacități egale, rezultă

$$C = \frac{1}{2\omega}\sqrt{\frac{\pi - 2\theta}{\gamma R R_1}} = 310\ \mu\text{F};$$

vom alege $C = 330$ pF (valoare standardizată).

Circuitul proiectat este reprezentat în figura 12.6.

12.7. *Circuitul redresor din figura 12.7, a este echipat cu o diodă Zener cu caracteristica statică indicată. Se cere:*

a) să se arate cum variază tensiunea pe sarcină, care este curentul mediu redresat și respectiv tensiunea redresată, dacă $V_Z = 40$ V;

b) să se repete punctul a pentru $V_Z = 22$ V.

Alimentarea se face de la rețeaua de 220 V, 50 Hz printr-un transformator cu parametrii indicați în problema 12.3.

Rezolvare

a) Amplitudinea tensiunii din secundar este $E_2 = 31{,}1$ V (problema 12.3). Atît timp cît $V_Z > E_2$ dioda Zener se comportă ca o diodă redresoare obiș-

nuită. Tensiunea la ieșire $v(t)$ este reprezentată în figura 12.7, *b*. Tensiunea redresată este

$$V_o = \frac{E_2}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_i'} = \frac{31{,}1}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + 0{,}02} = 9{,}7 \text{ V}$$

(deoarece $R_i' = 20\ \Omega$ — problema 12.3 și figura 12.7, *a*), iar curentul redresat

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{9{,}7}{1} = 9{,}7 \text{ mA}.$$

b) Deoarece $E_2 > V_Z$, va trece un curent prin sarcină și în timpul alternanței negative. Forma de undă $v(t)$ este desenată în figura 12.7, *c*. În alternanța negativă

$$v(t) = \frac{R}{R + R_i''}(E_2 \cos \omega t - V_Z) \text{ pentru } \pi - \theta < \omega t < \pi + \theta;$$

$$v(t) = 0 \text{ pentru } \frac{\pi}{2} \leqslant \omega t \leqslant \pi - \theta \text{ și } \pi + \theta \leqslant \omega t \leqslant \frac{3\pi}{2},$$

unde

$$R'' = r_{T'} + R_Z = 17 + 13 = 30\ \Omega,$$

iar unghiul θ este dat de relația

$$E_2 \cos(\pi - \theta) = -V_Z,$$

de unde

$$\cos \theta = \frac{V_Z}{E_2} = \frac{22}{31{,}3} = 0{,}707\ ;\ \theta = \frac{\pi}{4}.$$

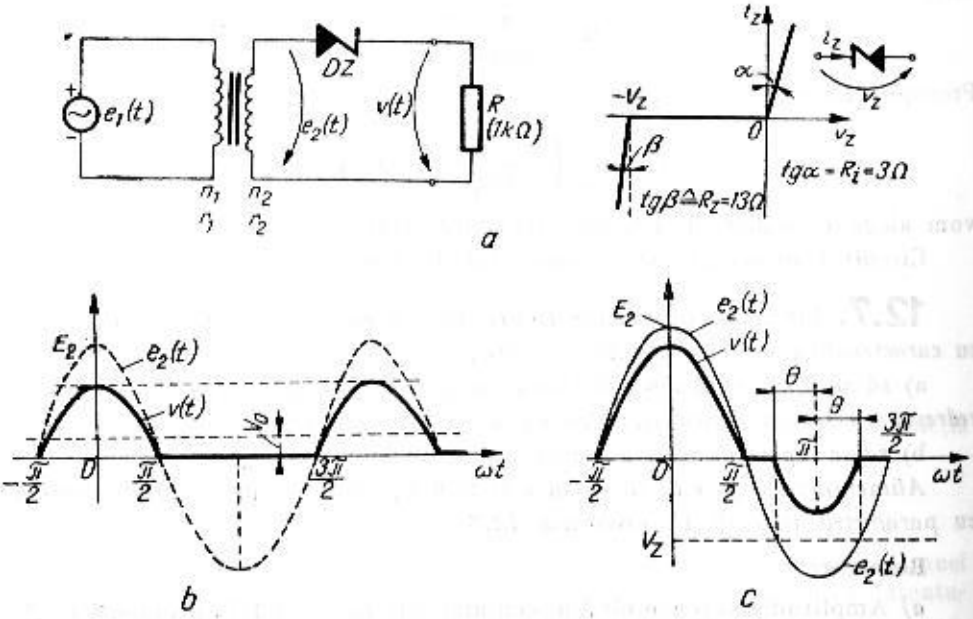


Fig. 12.7

Tensiunea medie redresată este

$$V_o = \frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} v(\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{R}{R+R_i'}\cdot\frac{E_2}{\pi} - \frac{R}{R+R_i''}\cdot\frac{E_1}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta) =$$

$$= \frac{1}{1{,}02}\cdot\frac{31{,}1}{\pi} - \frac{1}{1{,}03}\cdot\frac{31{,}1}{\pi}\left(\sin\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4}\cos\frac{\pi}{4}\right) = 8{,}25\ \text{V},$$

iar curentul redresat $I_o = 8{,}25$ mA.

Pentru a evita intrarea în avalanșă, în paralel pe diodă se poate pune o rezistență (bleeder) R_B. Atunci cînd dioda nu conduce, tensiunea inversă la bornele ei se calculează cu ajutorul divizorului de tensiune și trebuie să rămînă sub V_Z :

$$\frac{R_B E_2}{R_B + r_T + R} < V_Z,$$

deci

$$R_B \leqslant (R + r_T)\frac{V_Z}{E_2 - V_Z} = 2{,}49 \cong 2{,}5\ \text{k}\Omega.$$

Cu $R_B = 2{,}4$ kΩ rezultă :

$$V_o = \frac{E_2}{\pi}\cdot\frac{R}{R+R_i'} - \frac{E_1}{\pi}\cdot\frac{R}{R+R_B+r_T} = 6{,}8\ \text{V}$$

și tensiunea redresată este încă mai mică decît în cazul precedent (în alternanța negativă curge curent în permanență).

13. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

BREVIAR TEORETIC

● **Parametrii unui stabilizator de tensiune.** Pentru stabilizatorul de tensiune din figura 13.0, *a* se indică *tensiunea* şi *curentul de intrare* (v_I, i_I), *tensiunea de ieşire* (v_O) şi *curentul de sarcină* i_L prin sarcina R_L. Valorile nominale se notează cu litere mari. Limitele de variaţie (valoare minimă, maximă) pentru tensiunea de intrare şi curentul de sarcină se notează cu V_{Im}, V_{IM} respectiv I_{Lm}, I_{LM}. Variaţiile mărimilor electrice se notează cu Δv_I, Δi_I, Δv_O, Δi_L.

Variaţia incrementală a tensiunii stabilizate, v_o, cu tensiunea de intrare şi respectiv curentul de sarcină este descrisă respectiv de următorii parametrii:

— *coeficientul de stabilizare*

$$S = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\bigg|_{\Delta i_L=0},$$

definit la curent de sarcină constant;

— *rezistenţa de ieşire*

$$R_o = -\frac{\Delta v_O}{\Delta i_L}\bigg|_{\Delta v_I=0};$$

Cu ajutorul acestor doi parametri se obţine o echivalare Thévenin a stabilizatorului privit de la bornele de ieşire (fig. 13.0, *b*). Este de dorit ca S să fie cît mai mare, iar R_o — cît mai mică.

— *un alt coeficient de stabilizare*, notat cu K

$$K = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\bigg|_{R_L=dat} = S\left(1 + \frac{R_o}{R_L}\right).$$

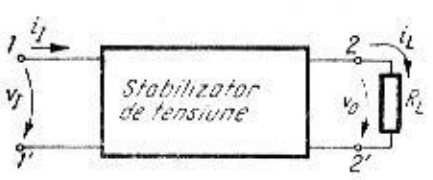


Fig. 13.0, a

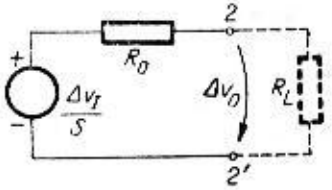


Fig. 13.0, b

Remarcăm că S poate fi calculat punînd $R_L \to \infty$ în expresia lui K. Calculul dinamic (de semnal mic) al lui S se poate face cu ieşirea stabilizatorului în gol.

Randamentul stabilizatorului este

$$\eta = \frac{V_0 I_L}{V_I I_I}.$$

Caracteristica de ieşire a unui stabilizator de tensiune este aproximativ orizontală, ca în figura 13.0, *c*. Protejarea sursei se face prin limitarea curentului la o valoare fixă, eventual programabilă. Există şi caracteristici „cu întoarcere", ca cea reprezentată cu linie întreruptă (a se vedea problema 13.20).

● **Stabilizatorul parametric.** În schema din figura 13.0, *d* caracteristica diodei stabilizatoare de tensiune (diodă Zener) din figura 13.0, *e* este exploatată în porţiunea în care tensiunea la borne este aproximativ constantă. Parametrii diodei sînt: tensiunea (nominală) stabilizată, curentul minim, curentul maxim (determinat de puterea disipată maxim admisibilă), coeficientul de variaţie al tensiunii cu temperatura, rezistenţa dinamică, R_Z. Ultimele două mărimi depind de curentul de lucru.

Dependenţa (orientativă) a coeficientului de temperatură de tensiune de stabilizare este indicată în figura 13.0, *f*. Pentru $V_Z > 6$ V se pot pune în serie cu dioda Zener una sau mai multe diode *pn* deschise, pentru a asigura compensarea termică. Această compensare se asigură în jurul unui anumit curent de lucru.

● **Stabilizatoare electronice cu tranzistoare.** În schema din figura 13.0, *g* repetorul pe emitor cu tranzistorul T este intercalat între dioda Zener şi sarcină: acest amplificator de curent permite stabilizarea la variaţii ale cu-

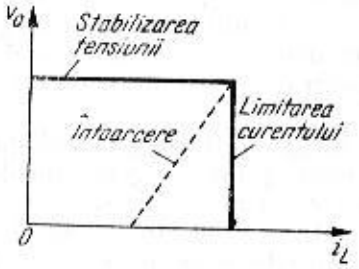


Fig. 13.0, c

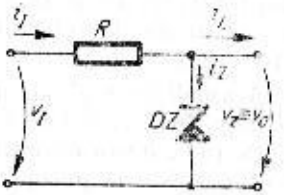


Fig. 13.0, d

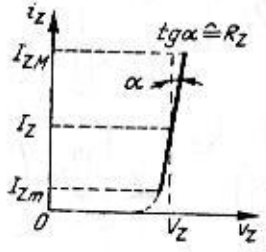


Fig. 13.0, e

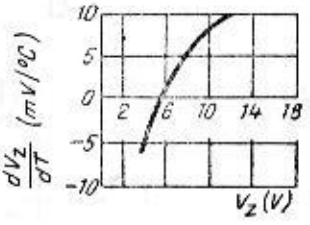


Fig. 13.0, f

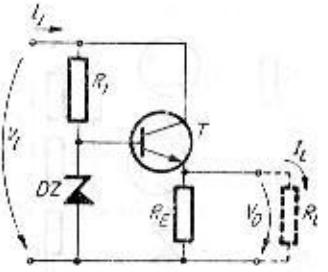


Fig. 13.0, g

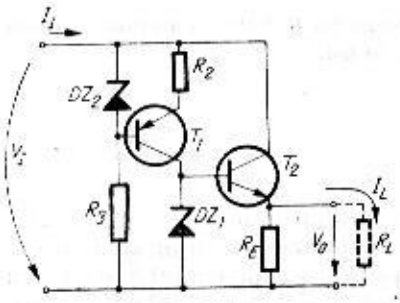


Fig. 13.0, h

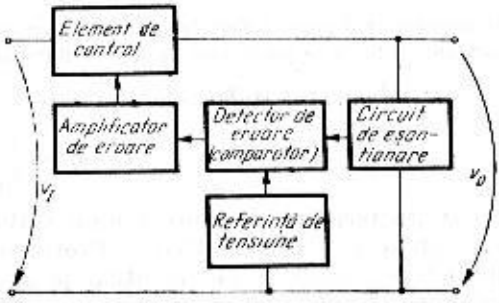


Fig. 13.0, i

rentului de sarcină mult mai mari decît variațiile de curent admise de dioda Zener.

În schema din figura 13.0, *h*, dioda Zener DZ_1 este polarizată de generatorul de curent format de T_1, DZ_2, R_2 și R_3. Pe această cale se reduce efectul variației tensiunii de intrare.

În schemele *cu reacție* se asigură o stabilizare mai bună. Concomitent, tensiunea stabilizată este mai mare (într-un raport oarecare) decît tensiunea pe dioda Zener folosită ca *element de referință*. Ca urmare, alegerea diodei se face în primul rînd pe criterii de coeficient de temperatură sau rezistență dinamică.

Schema bloc cu *element de control serie* este reprezentată în figura 13.0, *i*. Figura 13.0, *j* arată schema de bază, unde T_1 amplifică diferența între un eșantion al tensiunii de ieșire și tensiunea de referință, culeasă la bornele diodei *DZ*. Variațiile curentului prin T_1 se transmit însă și diodei *DZ*, provocînd modificarea nedorită a punctului de funcționare, deci a tensiunii de referință. Din acest motiv se preferă (fig. 13.0, *k*) utilizarea unui amplificator diferențial (cu tranzistoarele T_{1A} și T_{1B}) ca detector și amplificator de eroare. În acest caz dioda de referință este „încărcată" doar de curentul de bază al tranzistorului T_{1B}.

O altă ameliorare a schemei constă în *„prestabilizarea" alimentării tranzistorului amplificator*. Aceasta se poate realiza printr-un generator de curent ca în figura 13.0, *h* sau cu o diodă Zener DZ_2 ca în schema din figura 13.0, *l* (catodul diodei este la potențial constant atunci cînd stabilizatorul funcționează corect și V_0 este constantă). În aceeași schemă se arată utilizarea unei perechi Darlington pe post de tranzistor de control.

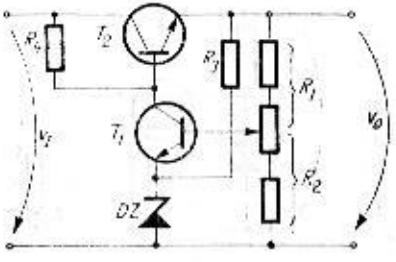


Fig. 13.0, j

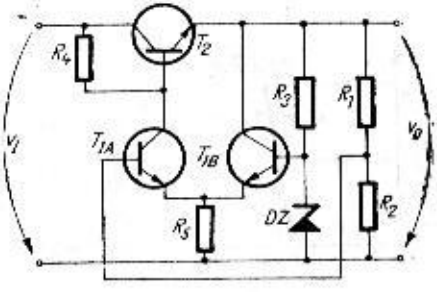


Fig. 13.0, k

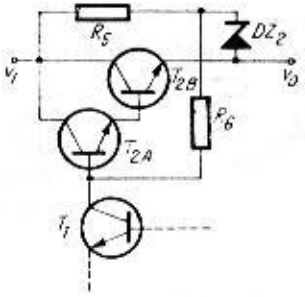


Fig. 13.0, l

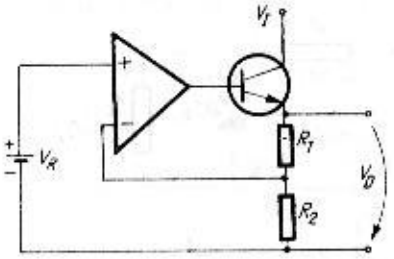


Fig. 13.0, m

● **Stabilizator de tensiune cu amplificator operațional.** Circuitul din figura 13.0, *m* poate fi privit ca un amplificator cu reacție negativă. Amplificarea în buclă deschisă este foarte mare. Reacția negativă de tensiune serie se aplică prin divizorul R_1, R_2. Tensiunea de referință apare la ieșire amplificată.

$$V_O = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_R.$$

Sursa de referință lucrează practic în gol, deoarece amplificatorul are o impedanță de intrare foarte mare. Rezistența de ieșire este și ea micșorată prin reacție.

PROBLEME REZOLVATE

13.1. *În circuitul din figura 13.1, a dioda Zener are* $V_{Z0} = 12$ *V la* $I_{Z0} = 20$ *mA (fig. 13.1, b). Rezistența dinamică este* $R_Z = 10\ \Omega$ *(presupusă constantă), iar plaja de curenți de lucru este cuprinsă între 5 și 50 mA.*

Se cere să se determine:

a) *tensiunea nominală la ieșire și variațiile acesteia;*

b) *limitele între care poate varia curentul furnizat de stabilizator,* i_L;

c) *în ce condiții puterea disipată pe diodă este maximă și care este valoarea acesteia.*

Rezolvare

a) Caracteristica diodei este reprezentată în figura 13.1, *b*. În intervalul $I_{Zm} < i_Z < I_{ZM}$ ea poate fi aproximată liniar prin

$$V_Z = V_{BD} + R_Z i_Z,$$

unde $R_Z = 10\ \Omega$. Tensiunea V_{BD} se determină folosind coordonatele punctului nominal de funcționare

$$V_{BD} = V_{Z0} - R_Z I_{Z0} = 12 - 0{,}01 \cdot 20 = 11{,}8\ \text{V}.$$

Tensiunea nominală de ieșire V_O, poate fi determinată astfel: se înlocuiește dioda cu circuitul echivalent care constă din bateria V_{BD} în serie cu rezistența R_Z; circuitul exterior diodei poate fi echivalat cu teorema Thévenin, așa cum se arată în figura 13.1, c ($V_I = 40$ V); ca urmare:

$$I_Z = \frac{15 - 11{,}8}{0{,}1875 + 0{,}01} = 16{,}2\ \text{mA} > I_{Zm} = 5\ \text{mA};$$

$$V_Z = V_{BD} + R_Z I_Z = 11{,}8 + 0{,}01 \cdot 16{,}2 = 11{,}962 \cong 12\ \text{V}.$$

c) Puterea disipată pe diodă este maximă pentru $R_L = R_{LM}$ și $I_Z = I_{ZM} = 50$ mA. Valoarea aproximativă a puterii disipate este $V_{Z0} I_{ZM} = 0{,}6$ W. Valoarea exactă este

$$P_d = V_Z I_{ZM} = V_{BD} I_{ZM} + R_Z I_{ZM}^2 = 0{,}615 \text{ W},$$

deci diferența față de valoarea aproximativă este neglijabilă.

Observație. Dacă stabilizatorul de tensiune format din R și DZ funcționează în gol, atunci puterea disipată pe diodă crește considerabil peste valoarea corespunzătoare lui $I_Z = I_{ZM}$ (care de regulă corespunde puterii disipate maxim admisibile). În cazul de față, cu $I = I_{max} = 60$ mA și $R_L \to \infty$, puterea disipată atinge 0,72 W.

Pentru a proteja dioda în cazul unei funcționări accidentale în gol se poate pune în paralel cu dioda o rezistență (bleeder) egală cu $R_{LM} = 1{,}2$ kΩ. Pe această rezistență se pierde însă o putere suplimentară.

13.2. *În schema de stabilizator parametric din figură, unde* V_I *variază între 10 și 12 V și tensiunea stabilizată este* $V_O = 8$ *V să se determine valoarea rezistenței* R *în următoarele condiții :*

a) curentul de sarcină este $I_L = 15$ *mA ;*

b) curentul de sarcină variază între $I_{Lm} = 10$ *mA și* $I_{LM} = 20$ *mA.*

Rezolvare

Alegem o diodă Zener cu $V_Z = 8$ V. Presupunem că parametrii diodei sînt $I_{ZM} = 30$ mA, $I_{Zm} = 5$ mA (a se vedea problema precedentă), $R_Z = 10$ Ω.

Rezistența R se scrie

$$R = \frac{v_I - v_Z}{i_Z + i_L}$$

și poate fi cuprinsă între două valori extreme :

$$R = R_{max} \text{ pentru } i_Z = I_{Zm};$$

$$R = R_{min} \text{ pentru } i_Z = I_{ZM}.$$

Valoarea minimă a lui i_Z se obține atunci cînd tensiunea redresată (de la intrare) are valoarea minimă ($V_{Im} = 10$ V), iar curentul de sarcină are valoarea maximă (I_{LM}), deci

$$R_{max} = \frac{V_{Im} - V_Z}{I_{Zm} + I_{LM}}$$

(unde tensiunea pe diodă a fost aproximată cu valoarea ei nominală, V_Z). Similar

$$R_{min} = \frac{V_{IM} - V_Z}{I_{ZM} + I_{Lm}}.$$

a) Cu $I_{LM} = I_{Lm} = 15$ mA obținem $R_{max} = 0{,}1$ kΩ și $R_{min} \cong 0{,}09$ kΩ. Vom alege $R = R_{max} = 100$ Ω deoarece variațiile tensiunii la ieșire sînt reduse la minimum. Parametrii dinamici ai circuitului sînt coeficientul de stabilizare

$$S_v = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\bigg|_{\Delta i_L = 0} = 1 + \frac{R}{R_Z} = 11$$

și rezistența de ieșire

$$R_o = -\frac{\Delta v_O}{\Delta i_L}\bigg|_{\Delta v_I = 0} = \frac{R R_Z}{R + R_Z} = 9{,}1 \text{ Ω}$$

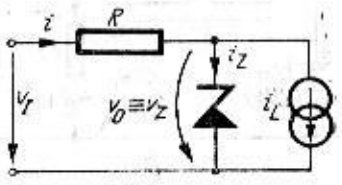


Fig. 13.2

(calculul se face înlocuind dioda cu rezistența sa dinamică R_Z și este valabil atît timp cît nu se părăsește plaja de curenți de lucru prin diodă).

b) Cu $I_{LM} = 20$ mA, $I_{Lm} = 10$ mA obținem $R_{max} = 80\ \Omega$ și $R_{min} = 100\ \Omega > R_{max}$. Nu există valori permise pentru R deci problema nu are soluție în cazul în care folosim dioda cu parametrii menționați mai sus.

Dacă impunem condiția arbitrară $R_{max} = 1{,}25R_{min}$, cu datele din enunț găsim $I_{ZM} = 2{,}5I_{Zm} = 40$. Pentru $I_{Zm} = 10$ mA, de pildă, orice diodă cu $I_{ZM} > 65$ mA va satisface condiția cerută.

13.3. *O sursă de tensiune nestabilizată cu rezistența internă de 9 Ω furnizează o tensiune* v_I *cuprinsă între 20 și 30 V. Să se proiecteze un stabilizator parametric cu diodă Zener care să asigure stabilizarea tensiunii la ieșire între valorile 8 și 8,4 V atunci cînd curentul de sarcină variază între 0 și 100 mA.*

Rezolvare

Vom face un calcul pe situațiile limită reprezentate în figura 13.3, *a* (v_I maxim, i_Z maxim, $v_Z = v_0$ maxim, i_L minim) și respectiv figura 1.13, *b* (v_I minim, i_Z minim, $v_Z \equiv v_0$ minim, i_L maxim).

Rezistența R' include rezistența internă a redresorului $R_{o,r} = 9\ \Omega$ în serie cu rezistența din circuit, R. Putem scrie ecuațiile

$$\begin{cases} V_{IM} - V_{OM} = R'(I_{ZM} + I_{Lm}); \\ V_{Im} - V_{om} = R'(I_{Zm} + I_{LM}); \\ V_{oM} = V_{BD} + R_Z I_{ZM}; \\ V_{om} = V_{BD} + R_Z I_{Zm}. \end{cases}$$

Acest sistem de patru ecuații cuprinde cinci necunoscute: R', V_{BD}, R_Z, I_{ZM}, I_{Zm}. Pentru calcul vom introduce relația de proiectare

$$I_{Zm} = 0{,}1\ I_{LM},$$

care permite determinarea directă a lui I_{Zm} (aici, 10 mA). Ca urmare, din a doua ecuație

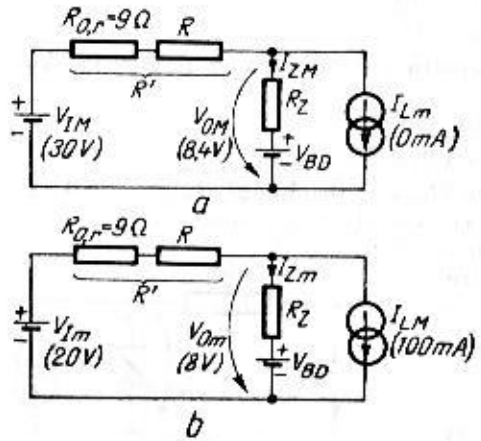


Fig. 13.3

$$R' = R + R_{o,r} = \frac{V_{Im} - V_{om}}{I_{Zm} + I_{LM}} =$$

$$= \frac{20 - 8}{0{,}11} = 109\ \Omega,$$

deci $R = 100\ \Omega$. Din prima ecuație

$$I_{ZM} = \frac{V_{IM} - V_{OM}}{R'} - I_{Lm} =$$

$$= 0{,}198 \cong 0{,}2\ \text{A}.$$

Ultimele două ecuații din sistem dau

$$R_Z = \frac{V_{OM} - V_{om}}{I_{ZM} - I_{Zm}} = 2\ \Omega;$$

$$V_{BD} = V_{om} - R_Z I_{Zm} = 7{,}98\ \text{V} \cong 8\ \text{V}$$

Deci dioda trebuie să aibă $V_Z = 8$ V și să funcționeze în plaja de curenți de la 0,01 la 0,2 A cu o rezistență dinamică de maximum 2 Ω. Puterea maximă disipată pe dispozitiv este $I_{ZM}V_{OM} = 0{,}2 \cdot 8{,}4 = 1{,}68 \cong 1{,}7$ W.

13.4. *În schema de stabilizator din figura 13.4, a tranzistorul are* $\beta_F = 100$, $v_{BE} \cong 0{,}65$ V, *iar dioda Zener (modelată ca în figura 13.1, b)* $V_{BD} = 10$ V, $R_Z = 10$ Ω. *Se cere să se determine variația tensiunii de ieșire,* v_O, *în cazul cel mai nefavorabil.*

Rezolvare

Schema echivalentă a circuitului din punctul de vedere al variațiilor mărimilor electrice apare în figura 13.4, *b*. Situația cea mai nefavorabilă apare pentru $\Delta v_I = 6$ V și $\Delta i_L = 20$ mA, mai exact atunci cînd tensiunea de intrare crește de la valoarea minimă la valoarea maximă, iar curentul de ieșire *scade* de la valoarea maximă la valoarea minimă (a se observa sensul asociat generatorului de curent Δi_L). Aici

$$R' = \frac{RR_Z}{R + R_Z} \cong R_Z = 10\ \Omega;$$

$$\Delta v_I' = \frac{\Delta v_I R_Z}{R + R_Z} \cong 0{,}006\ \text{V}.$$

Această variație, $\Delta v_I'$, apare nemodificată în emitor dacă $\Delta i_L = 0$ (repetor pe emitor lucrînd în gol). Efectul variației curentului de sarcină se calculează cu ajutorul rezistenței de ieșire, R_o. Aceasta se calculează la fel ca la repetorul pe emitor

$$R_o = \frac{R' + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \cong \frac{R'}{h_{fe}} + \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \cong \frac{R'}{h_{fe}} + \frac{kT}{qI_C},$$

unde $h_{fe} = \beta_F = 100$ (β_F presupus independent de curent), iar $I_C \cong I_E \equiv I_L$ este curentul de sarcină. Cum acesta din urmă variază, vom lua valoarea medie $I_L = 20$ mA. Se obține $R_o = 1{,}4$ Ω și $\Delta v_O = \Delta v_I' + R_o \Delta i_L = 0{,}006 + 1{,}4 \cdot 0{,}02 = 0{,}034$ V.

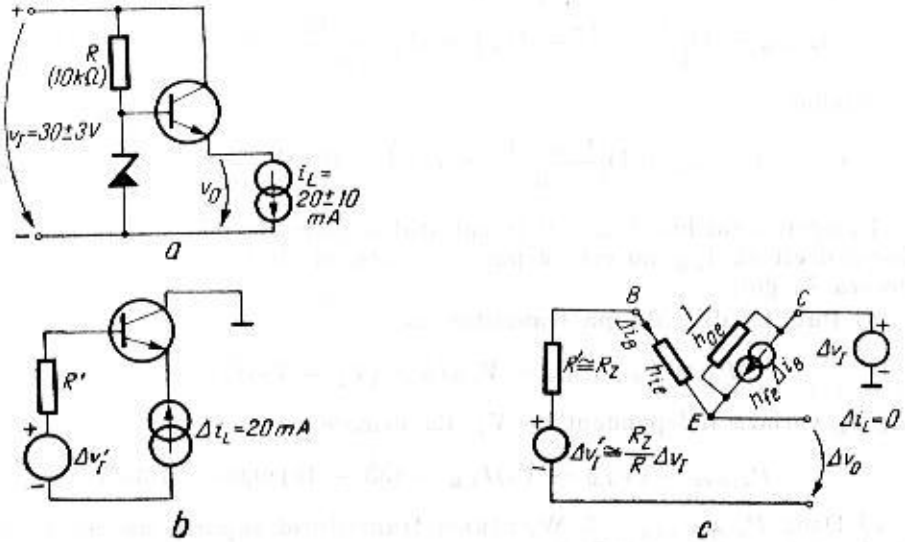


Fig. 13.4

Observație. În realitate colectorul tranzistorului nu este pus la potențial constant, ci preia direct variațiile tensiunii de la intrare, v_I. Dacă se ține seama de efectul conductanței de ieșire a tranzistorului, h_{ob}, atunci (*fig. 13.4, c*) putem calcula

$$S = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\bigg|_{\Delta I_L = 0} = \frac{1 + h_{ob}(R_Z + h_{ib})}{\frac{R_Z}{R} + h_{ob}(R_Z + h_{ib})} \cong \frac{1}{\frac{R_Z}{R} + h_{ob}h_{ib}}.$$

unde

$$h_{ob} = \frac{h_{ob}}{h_{fb} + 1} \ll \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{R_Z + h_{ib}}$$

este conductanța de ieșire a tranzistorului în conexiunea bază comună. Pentru ca efectul lui h_{ob} să fie neglijabil, este necesar ca

$$h_{ob} \ll \frac{h_{fb} + 1}{h_{ib}} \cdot \frac{R_Z}{R}.$$

Efectul lui h_{ob} asupra rezistenței de ieșire este întotdeauna neglijabil.

13.5. *În circuitul din problema precedentă tranzistorul are* β_F *cuprins între 50 și 150, iar dioda Zener lucrează la curenți cuprinși între* $I_{Zm} = 0{,}5$ *mA și* $I_{ZM} = 20$ *mA. Se cere să se determine:*

a) *plaja de curenți de sarcină în care stabilizatorul funcționează normal;*

b) *puterea maximă disipată pe tranzistor,* $P_{d\ max}$;

c) *până la ce valoare se poate extinde plaja de curenți pe care o poate debita stabilizatorul, dacă puterea maxim admisibilă este de 5 W.*

Rezolvare

a) Curentul maxim, I_{LM}, este limitat de scăderea curentului prin diodă la limita admisibilă, I_{ZM}. Situația cea mai nefavorabilă apare pentru v_I minim, egal cu $V_{Im} = 27$ V și $\beta_{F\ min} = 50$.

$$I_{LM} = (\beta_{F\ min} + 1)\left(\frac{V_{Im} - V_Z}{R} - I_{Zm}\right) = 51\left(\frac{27 - 10}{10} - 0{,}5\right) = 61{,}2 \cong 60 \text{ mA}.$$

Similar

$$I_{Lm} = (\beta_{F\ max} + 1)\left(\frac{V_{IM} - V_Z}{R} - I_{ZM}\right) = 151\left(\frac{33 - 10}{10} - 20\right) < 0.$$

Desigur, vom lua $I_{Lm} = 0$ (rezultatul negativ de mai sus nu semnifică altceva decît că I_{ZM} nu este depășit nici atunci cînd $v_I = V_{IM}$ și circuitul lucrează în gol).

b) Puterea disipată pe tranzistor este

$$P_d \cong P_{d\ colector} = V_{CB}I_C \cong (V_I - V_Z)I_L,$$

unde I_L variază independent de V_I. Ca urmare

$$P_{d,max} = (V_{IM} - V_Z)I_{LM} = (33 - 10)\cdot 0{,}06 = 1{,}38\text{W}.$$

c) Dacă $P_{d\ max\ adm} = 5$ W, atunci tranzistorul suportă un curent maxim $I_C \cong I_E \equiv I_L = 0{,}217$ A.

Formula lui I_{LM} de la punctul *a* se foloseşte pentru a calcula

$$R_{max} = \frac{V_{Im} - V_Z}{I_{Zm} + \frac{I_{LM}}{\beta_{F\,min} + 1}} \cong 3{,}5\ \text{k}\Omega$$

şi se va alege R mai mic dar apropiat de R_{max} pentru ca $S \cong R/R_Z$ (a se vedea problema precedentă) să fie maxim posibil.

13.6. *În stabilizatorul din figura 13.6, a tranzistorul cu efect de cîmp funcţionează în regiunea de saturaţie a curentului şi are* $I_{DSS} = 22{,}5\ mA$, $V_T = -9\ V$, $r_d = 30\ k\Omega$. *Dioda Zener are* $V_Z = 5{,}6\ V$, $R_Z = 10\ \Omega$. *Tranzistorul bipolar este caracterizat de* $V_{BE} = 0{,}6\ V$; $\beta_F = 100$.

Se cere:

a) *să se calculeze punctele de funcţionare ale dispozitivelor electronice din circuit şi tensiunea stabilizată,* V_O;

b) *să se determine variaţiile tensiunii de ieşire,* Δv_O;

c) *să se calculeze rezistenţa de ieşire a stabilizatorului.*

Rezolvare

a) Din sistemul

$$\begin{cases} i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2; \\ v_{GS} = -R_1 i_D, \end{cases}$$

rezultă $i_D = 10$ mA şi $v_{GS} = -0{,}3 \cdot 10 = -3$ V. Valoarea nominală a tensiunii de drenă este

$$V_{DS} = V_I - R_1 I_D - V_Z = 20 - 3 - 5{,}6 = 11{,}4\ \text{V} > V_{DS\,sat},$$

deci tranzistorul lucrează într-adevăr în regiunea de saturaţie a caracteristicilor.

Mai departe

$$V_O = V_Z - V_{BE} = 5\ \text{V}$$

$$V_O = \frac{R_Z R_L}{R_Z + R_L} I_E,$$

de unde:

$$I_E = 5\ \text{mA};$$

$$V_{CE} = V_I - V_O = 15\ \text{V};$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_F + 1} \cong 0{,}05\ \text{mA};$$

$$I_Z = I_D - I_B = 9{,}95 \cong 10\ \text{mA}.$$

b) Variaţiile tensiunii de ieşire, Δv_O, se calculează pe circuitul echivalent de semnal mic din figura 13.6, *b*, în care panta tranzistorului cu efect de cîmp *(TEC)* este

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_T|}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right) = \frac{10}{3} \cdot \frac{\text{mA}}{\text{V}},$$

iar parametrii tranzistorului bipolar *(TB)* sînt

$$h_{fe} \cong \beta_F = 100;$$

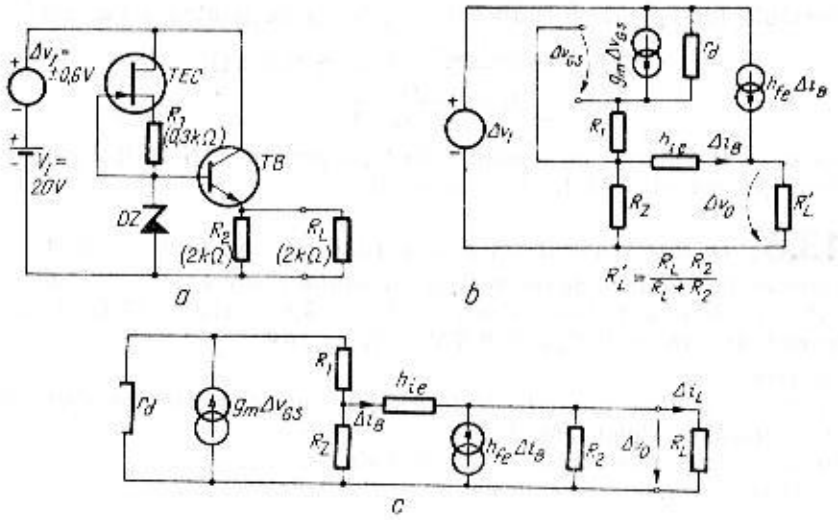


Fig. 13.6

$$h_{ie} \cong r_{b'e} = \frac{kT}{qI_C} \cdot \beta_F = 0{,}5 \text{ k}\Omega \ (I_C \cong I_E = 5\text{m A});$$

$$h_{re} \cong 0 \ ; \ h_{oe} \cong 0.$$

Se calculează

$$K = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\bigg|_{R_L = const} = \left(1 + \frac{r_d}{R_1} + g_m r_d + \frac{R_Z}{R_1}\right)\frac{R_1}{R_Z}\left[1 + \frac{h_{ie} + R_Z}{(h_{fe}+1)R_L'}\right]$$

și se aproximează

$$K \cong \frac{r_d}{R_Z}(1 + g_m R_1) = \frac{30}{0{,}01}(1 + 1) = 6\,000,$$

deci

$$\Delta v_O = \frac{\Delta v_I}{K} = \frac{0{,}6}{6\,000} = 10^{-4} \text{ V} = 0{,}1 \text{ mV}$$

și variațiile tensiunii la ieșire sînt de $\pm 0{,}1$ mV, deci extrem de mici. Variațiile tensiunii de intrare sînt puternic atenuate de *TEC*, care asigură un curent constant prin dioda Zener și o tensiune practic constantă la ieșire. De remarcat și efectul lui R_1 care mărește valoarea lui K. Prin polarizarea „automată" a porții *TECJ* se asigură o reacție negativă la tendința de variație a curentului prin tranzistor.

c) Rezistența de ieșire se definește ca

$$R_o = -\frac{\Delta v_O}{\Delta i_L}\bigg|_{\Delta v_I = 0}$$

și se calculează pe circuitul din figura 13.6, *c*. Se obține

$$R_o \cong \frac{R_{o,T} R_2}{R_{o,T} + R_2}, \qquad R_{o,T} = \frac{h_{ie} + R_Z}{h_{fe} + 1}$$

sau

$$R_o \cong R_{o,T} \cong \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = 5 \ \Omega.$$

13.7. *Pentru stabilizatorul cu amplificator de eroare din figura 13.7, a se precizează curentul debitat în sarcină și tensiunea stabilizată* $I_L = 200\ mA$, $V_O = 20\ V$; *variațiile tensiunii de intrare* Δv_I *de* $+10\%$ *respectiv* -20%; *parametrii diodei* DZ_1, $V_{Z1} = 23\ V$, $I_{Z1,\ min} = 7\ mA$. *Se cere să se calculeze:*

a) *Rezistența internă a stabilizatorului,* R_o.

b) *Coeficientul de stabilizare,* K.

c) *Randamentul stabilizatorului,* η.

Parametrii tranzistoarelor T *și* T′ *sînt respectiv* $h_{fe} = \beta_F = 200$, $V_{BE} = 0{,}6$ *și* $h'_{fe} = \beta'_F = 80$, $V'_{BE} = 0{,}7\ V$, $(h'_{oe})^{-1} = 450\ \Omega$.

Rezolvare

a) Tranzistorul T amplifică diferența între tensiunea de referință (la bornele lui DZ_2) și un eșantion al tensiunii de ieșire (obținut prin divizorul R_4, R_5).

Circuitul poate fi privit și ca un amplificator cu reacție negativă. Semnalul de intrare este tensiunea de referință iar reacția negativă se aplică prin divizorul R_4, R_5. Este o reacție de tensiune serie (cu eșantionare în nod și comparare pe buclă).

Prin desfacerea buclei de reacție și considerarea rezistenței de sarcină $R_{LO} = V_O / I_L = 100\ \Omega$ obținem circuitul din figura 13.7, *b*. Tensiunea redresată și tensiunea pe dioda stabilizatoare DZ_1 se asimilează cu baterii de alimentare. Efectul rezistenței R_3 se va neglija, de fapt prin această rezistență are loc o reacție pozitivă foarte slabă (variația tensiunii de ieșire apare mult atenuată în emitorul tranzistorului, $R_{Z2} \ll R_5$).

Pe circuitul din figura 13.7, *b* se calculează amplificarea în buclă deschisă aproximînd atît amplificarea în curent a lui T cît și amplificarea în tensiune a lui T' tot cu unitatea.

$$a_V = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_Z} = \frac{R'_2}{R_{Z1} + R_3},$$

unde

$$R'_2 = \frac{R_L R'_i}{R_3 + R'_i},$$

R'_i este rezistența de intrare în tranzistorul T':

$$R'_i = h'_{ie} + (h'_{fe} + 1) R'_L;$$

$$R'_L = \frac{R''_L}{1 + h'_{oe} R''_L};\quad R''_L = \frac{R_L (R_4 + R_5)}{R_L + R_4 + R_5},$$

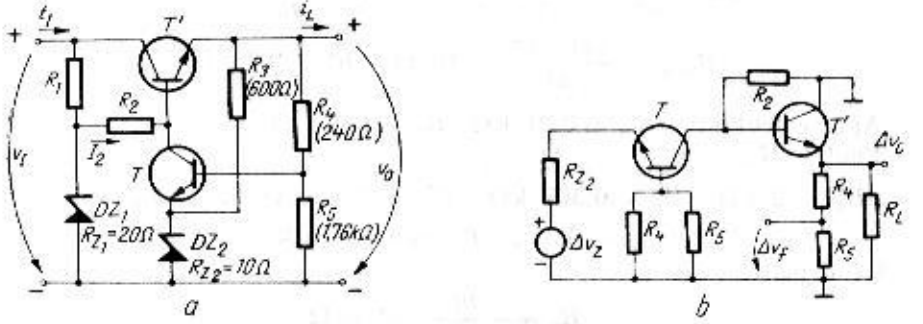


Fig. 13.7

iar R_i este rezistența de intrare în T:

$$R_i = \frac{h_{ie} + R_{4,5}}{h_{fe} + 1};$$

$$R_{4,5} = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}.$$

Rezistența de ieșire este

$$R_o = \frac{R_o^*}{1 + T''},$$

unde R_o^* este rezistența de ieșire a circuitului în buclă deschisă iar T'' este transmisia pe buclă

$$T = a_V f, \qquad f = \frac{R_5}{R_4 + R_5},$$

calculată în absența lui R_L (la fel ca și rezistența de ieșire)

$$T'' = T|_{R_L \to \infty} = f \cdot T|_{R_L \to \infty}.$$

Rezistența R_o^* are expresia

$$R_o^* = \frac{R_{o,\,T'}(R_4 - R_5)}{R_{o\,\,T'} + R_4 + R_5},$$

unde $R_{o,\,T'}$ este rezistența de ieșire a tranzistorului T':

$$R_{o,\,T'} = \frac{R_5 + h'_{ie}}{h'_{fe} + 1}.$$

Curenții de lucru ai tranzistoarelor se calculează astfel

$$I'_C = I'_K \cong \frac{V_0}{R_4 + R_5} + \frac{V_0 - V_{BE}}{R_3} + I_L = 10 + 5 + 200 = 215 \text{ mA};$$

$$I_C = I_2 - I'_B \cong \frac{V_{21} - V'_{BE} - V_0}{R_2} - \frac{I'_C}{\beta'_F + 1} \cong 0{,}22 \text{ mA}.$$

Ca urmare, la $T = 300$ K

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = 8{,}46 \text{ mA/V}; \quad h_{ie} = \frac{\beta_F}{g_m} = 23{,}6 \text{ k}\Omega;$$

$$g'_m = \frac{qI'_C}{kT} = 8\,269 \text{ mA/V}; \quad h'_{ie} = \frac{\beta'_F}{g_m} \cong 9{,}7;$$

$$R_{o,\,T'} = \frac{800 + 9{,}7}{181} = 10 \ \Omega; \quad R_o^* = 9{,}95 \ \Omega.$$

Apoi calculăm: $R_{4,5} = 0{,}21$ kΩ, $R_i = 118{,}5$ Ω.
Pentru $R_L \to \infty$

$$R''_L = 2 \text{ k}\Omega; \quad R'_L = 0{,}367 \text{ k}\Omega; \quad R'_4 = 29{,}73 \text{ k}\Omega; \quad R'_2 = 0{,}779 \text{ k}\Omega;$$

$$a_V = 6{,}08; \quad T'' = a_V f = 5{,}33.$$

Ca urmare

$$R_o = \frac{R_o^*}{1 + T''} = 1{,}57 \ \Omega.$$

Observație. Deoarece $R_2' \cong R_1$ și $R_i \cong \dfrac{h_{ie}}{h_{fe}+1} \cong \dfrac{1}{g_m} \gg R_{g1}$

rezultă

$$a_v \cong g_m R_- = \frac{qI_C}{kT} R_2,$$

care este chiar amplificarea tranzistorului T în conexiunea BC, cu sarcină R_2.

Din punctul de vedere al calculului numeric este de remarcat importanța determinării precise a curentului de polarizare a tranzistorului T. În cazul circuitului din figură cea mai mare parte din curentul I_2 este curentul de bază al lui T' deci calculul lui $I_C = I_Z - I_B'$ trebuie făcut cu acuratețe (în particular nu este recomandabil să se aproximeze $I_E' \cong I_L$).

b) Coeficientul de stabilizare

$$K = \left.\frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\right|_{R_L \text{ dat}}$$

se calculează tot pe baza teoriei reacției. Pe circuitul în buclă de reacție deschisă

$$\frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{R_L'' h_{oe}'}{R_L'' h_{oe}' + 1} + \frac{R_{Z1}}{R_{Z1} + R_1} \cdot \frac{R_i'}{R_i' + R_1},$$

unde ($R_L = 0{,}1$ kΩ)

$$R_L'' = \frac{0{,}1 \cdot 2}{2{,}1} = 95{,}2\ \Omega;\quad R_L' \cong h_{ie}' + (h_{fe}' + 1)\, R_L'' \cong h_{fe}' R_L'' = 7{,}7\ \text{k}\Omega.$$

Se calculează astfel $\Delta v_O / \Delta v_I = 0{,}257$. Prin închiderea buclei de reacție negativă semnalul de la ieșire se reduce de $1 + T$ ori. Aici $T = f a_v$ unde a_v se calculează cu $R_L = 100\ \Omega$. Avem $R_2' = 0{,}725$ kΩ ; $a_v = 5{,}64$; $T = 4{,}96$. Ca urmare $K = 23{,}2$.

c) Pentru estimarea randamentului vom determina mai întîi valoarea nominală a tensiunii de intrare (V_I). Valoarea minimă a lui V_I se determină astfel

$$V_{Im} = V_{Z1} + R_1 (I_{Z1,\,min} + I_{C,\,min} + I_{B,\,max}') =$$

$$= 23 + 0{,}2\left(7 + 0{,}375 + \frac{200}{80}\right) \cong 25\ \text{V}.$$

Conform datelor din enunț $V_I = 31{,}25$ V. Curentul absorbit de la sursa nestabilizată este

$$I_I \cong I_\Delta + \frac{V_I - V_{Z1}}{R_1} = 241\ \text{mA}.$$

Randamentul stabilizatorului (la valoarea nominală a tensiunii de intrare) este

$$\eta = \frac{V_O I_L}{V_I I_I} = \frac{0{,}2 \cdot 20}{0{,}241 \cdot 31{,}25} = 0{,}53\ (53\%).$$

La valoarea maximă a tensiunii de intrare ($V_I = 34{,}4$V) randamentul este mai mic (circa 45%).

13.8. *Parametrii stabilizatorului din figura 13.8, a sînt* $I_L = 200\ mA$, $V'_{CE\,min} = 4\ V$, $\Delta v_I \neq V_I = \pm 0,1$ *(variație* $\pm 10\%$*). Se cere:*

a) *Tensiunea stabilizată,* V_O.

b) *Rezistența de ieșire,* R_O.

c) *Coeficientul de stabilizare,* K.

Parametrii tranzistoarelor sînt $h_{fe} = \beta_F = 150$, $V_{BE} = 0,6\ V$, $h'_{fe} = \beta'_F = 100$, $V'_{BE} = -0,6\ V$, $(h'_{oe})^{-1} = 400\ \Omega$.

Rezolvare

a) Tensiunea la ieșire este

$$V_O = V_Z - V_{BE} + V_A = 5 - 0,6 + 0,6 = 5\ V.$$

b) Și acest stabilizator va fi tratat ca o schemă cu reacție. „Semnalul" de intrare este variația tensiunii aplicate în baza lui T. Semnalul de reacție este aplicat în emitorul lui T (reacție de tensiune serie aplicată prin divizorul R_d, R_3). Schema amplificatorului apare în figura 13.8, *b*. Rezistența de sarcină este $R_L = V_o/I_L = 25\ \Omega$. În figura 13.8, *c* apare schema în buclă deschisă utilizată pentru calculul rezistenței de ieșire (deci cu $R_L \to \infty$). Rezistența de ieșire în buclă de reacție deschisă este

$$R_o^* = \frac{(R_d + R_3)}{(R_d + R_3)h'_{oe} + 1} = 0,293\ k\Omega$$

iar

$$R_0 = \frac{R_o^*}{1 + T''}$$

unde T'' este transmisia pe buclă calculată cu $R_L \to \infty$. Semnalul se reproduce practic în baza lui T. Amplificarea în buclă deschisă este ($R_L \to \infty$).

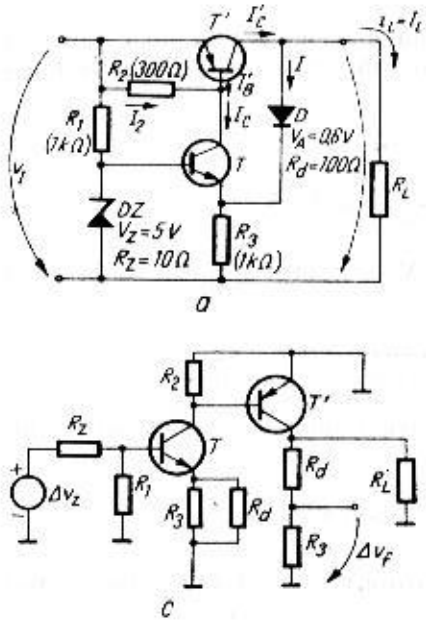


Fig. 13.8

$$a_V = g'_m \frac{R_d + R_3}{1 + h'_{oe}(R_d + R_3)} \cdot \frac{h_{fe}R'_2}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R'_3} = \frac{g'_m(R_d + R_3)R'_3}{1 + h'_{oe}(R_d + R_3)\left(\frac{1}{g_m} + R'_3\right)},$$

unde

$$R'_2 = \frac{R_2 h'_{ie}}{R_2 + h'_{ie}}, \quad R'_3 = \frac{R_3 R_d}{R_3 + R_d} = 91\ \Omega.$$

În sfîrșit $T'' = fa_V$, unde

$$f = \frac{R_3}{R_3 + R_d} = 0{,}91.$$

Pentru calculul parametrilor dinamici vom determina curenții de polarizare ai tranzistoarelor. Folosim relațiile

$$I_A + I_C \cong \frac{V_Z - V_{BE}}{R_3} = 4{,}4\ \text{mA};$$

$$I_A + I'_C = I_L = 200\ \text{mA};$$

$$I_C - I'_B = I_C - \frac{I'_C}{\beta_s} = I_2 = \frac{|V_{BE}|}{R_2} = 2\ \text{mA},$$

obținînd $I_C = 4$ mA, $I_A = 0{,}4$ mA, $I'_C = 199{,}6 \cong 200$ mA. Pentru tranzistorul T, la 300 K

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = 154\ \text{mA/V},$$

iar pentru T'

$$g'_m = \frac{qI'_C}{kT} = 7\,692\ \text{mA/V}, \quad h'_{ie} = 13\ \Omega.$$

Ca urmare $R'_2 = 12{,}5\ \Omega$, $a_V = 421$, $T'' = 383$, $R_0 = 0{,}76\ \Omega$.

c) Coeficientul de stabilizare

$$K = \left.\frac{\Delta v_I}{\Delta v_0}\right|_{R_L = \text{dat}}$$

va fi calculat pe baza teoriei reacției. În buclă de reacție deschisă, cu $R_L = 25\ \Omega$, sarcina lui T' este de 23 Ω și amplificarea etajului cu T' este -177. Amplificarea etajului cu T este $-R'_L/R'_3 = -0{,}137$ și amplificarea totală este $a_V = 24{,}2$, iar $T = fa_V = 22$.

În buclă de reacție deschisă raportul

$$\left.\frac{\Delta v_0}{\Delta v_I}\right|_{\text{buclă deschisă}} \cong \frac{R'_L h'_{oe}}{1 + R'_L h'_{oe}} + \frac{R_d}{R_d + R_1} a_V, \quad R'_L = \frac{R_L(R_3 + R_d)}{R_L + R_3 + R_d}$$

se calculează ținînd seama că efectul semnalului Δv_I se simte la ieșire direct, prin divizorul format de tranzistor și rezistența $R'_L \cong R_L$ (primul termen din formula de mai sus) și prin amplificator.

Ținînd seama de efectul reacției

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{1 + T}\left(\frac{R'_L h'_{oe}}{1 + R'_L h'_{oe}} + \frac{R_d}{R_d + R_1} a_V\right),$$

de unde $K = 10{,}2$.

Observație. În acest montaj ambele tranzistoare amplifică în tensiune. De fapt cea mai mare parte a amplificării se obține pe seama tranzistorului serie T'.

Tensiunea la ieșire este mică, practic egală cu tensiunea pe dioda Zener.

13.9. *Parametrii dispozitivelor electronice folosite în stabilizatorul din figura 13.9, a sînt :*

— *pentru tranzistorul* T : $V_{BE} = 0{,}6$ V ; $\beta_F = h_{fe} = 100$ *la un curent* I_C *cuprins între 1 și 2 mA ;*

— *pentru tranzistorul* T' : $V_{BE} = 0{,}6$ V, $\beta_F = h_{fe} = 50$, $(h_{oe})^{-1} = 1$ kΩ *la un curent* I'_C *cuprins între 10 și 20 mA ;*

— *pentru dioda Zener* DZ : $V_Z = 5{,}4$ V *la* $I_Z > 10$ mA, *cu* $R_Z \cong 10\ \Omega$;

— *pentru dioda Zener* DZ' : $V'_Z = 3{,}6$ V, *la* $I'_Z > 3$ mA, $R'_Z \cong 0$.

Rezistența de sarcină are valoarea minimă de 1,2 kΩ. Se mai dau $v_I = V_I + \Delta v_I = 35$ V $\pm$ 5 V, $V_O = 12$ V. *Se cere :*

a) *Dimensionarea rezistențelor* R' *și* R''.

b) *Calculul randamentului.*

c) *Estimarea coeficienților de stabilizare și a rezistenței de ieșire,* R_0.

Rezolvare

a) Dioda *DZ'* asigură o prestabilizare a tensiunii care alimentează tranzistorul *T*. Rezistențele *R'* și *R''* trebuie astfel determinate încît să asigure curentul minim prin *DZ'*. Cea mai redusă valoare a lui I'_Z apare atunci cînd $v_I = v_{Im} = 35 - 5 = 30$ V, iar

$$I_L = I_{LM} = \frac{V_O}{R_{Lm}} = \frac{12}{1{,}2} = 10 \text{ mA}.$$

În aceste condiții

$$V'_{CE} = V'_{CE,\,m} = V_{Im} - V_O = 30 - 12 = 18 \text{ V}.$$

Cu $I'_Z = 3$ mA rezultă

$$I'_E = I_{LM} + I_{12} + I_3 - I'_{Zm} \cong 10 + 4 + 6{,}6 - 3 = 17{,}6 \text{ mA};$$

$$I'_B = \frac{I'_E}{\beta'_F + 1} = \frac{17{,}6}{51} = 0{,}345 \text{ mA}$$

și $I'' = I'_B + I_C$ se alege egal cu 1,5 mA ținînd seama de datele din enunț. Ca urmare

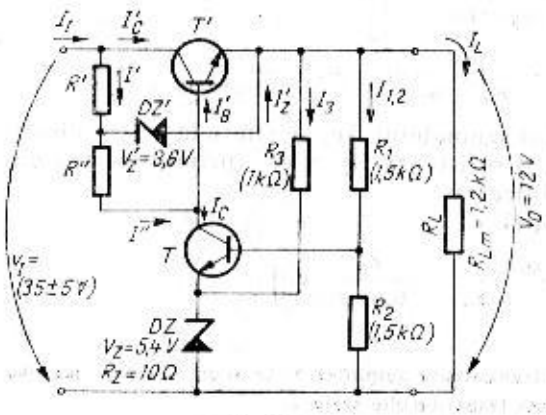


Fig. 13.9, a

$$R'' = \frac{V'_Z - V'_{BE}}{I''} = \frac{3{,}6 - 0{,}6}{1{,}5} = 2 \text{ kΩ}.$$

Mai departe

$$I' = I'_m = I'' + I'_{zm} = 1{,}5 + 3 = 4{,}5 \text{ mA}$$

și

$$R' = \frac{V'_{CE,\,m} - V'_Z}{I'_m} = \frac{18 - 3{,}6}{4{,}5} = 3{,}2 \text{ kΩ}.$$

Alegem $R' = 3{,}3$ kΩ.

b) Calculăm randamentul atunci cînd tensiunea la intrare este maximă iar curentul de sarcină este maxim

$$\eta = \frac{V_O I_{LM}}{V_{IM} I_I}.$$

Aici $V_O = 12$ V, $I_{LM} = 10$ mA, $V_{IM} = 35 + 5 = 40$ V, iar

$$I_I = I'_M + I'_C,$$

unde

$$I' = I'_M = \frac{V_{IM} - V'_Z - V_O}{R'} = \frac{40 - 3{,}6 - 12}{3{,}3} \cong 7{,}4 \text{ mA};$$

$$I'_C \cong I'_E = I_L + I_{12} - I'_Z + I_3 = I_L + I_{12} + I_3 - I' + I'' = 14{,}7 \text{ mA}.$$

Ca urmare

$$I_I = \frac{\beta'_F + 1}{\beta'_F} I'_C + I'_M = 22{,}4 \text{ mA} \text{ și } \eta = 0{,}134 \ (13{,}4\%).$$

c) Parametrii dinamici ai tranzistoarelor sînt $h_{fe} = 100$, $h'_{fe} = 50$ și pentru valori medii ale curenților de colector

$$h_{ie} = \frac{kT}{qI_C} \beta_F \cong 2 \text{ k}\Omega; \quad h'_{ie} = \frac{kT}{qI'_C} \beta'_F \cong 80 \ \Omega.$$

Vom trata stabilizatorul ca un circuit cu reacție, la fel ca în problemele precedente. Circuitul echivalent de semnal mic în buclă deschisă apare în figura 13.9, *b*. Rezistența R'' poate fi neglijată. Rezistența R_3 introduce o reacție pozitivă foarte slabă, deoarece $R_Z \ll R_3$. Efectul ei asupra „intrării" va fi neglijat.

Calculul rezistenței de ieșire se face pe circuitul cu $R_L \to \infty$. Amplificarea în buclă deschisă este

$$a_V \cong \frac{R'_i}{R_Z + R_i}$$

(amplificarea în curent a lui T și respectiv în tensiune a lui T' sînt egalate cu unitatea). Ținînd seama și de $(h'_{oe})^{-1} = 1$ kΩ avem $R_i \cong 19{,}2$ kΩ. Apoi

$$R_i = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} + \frac{1}{h_{fe} + 1} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \cong 27 \ \Omega$$

și $a_V = 519$, iar transmisia pe buclă

$$T'' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} a_V = 259{,}5 \cong 260.$$

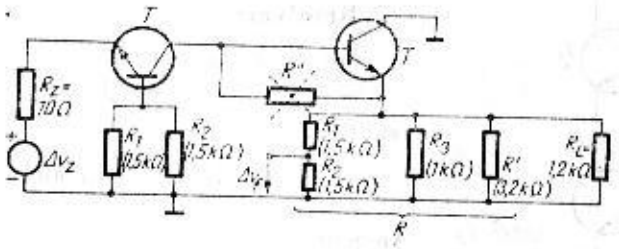


Fig. 13.9, b

Deoarece T' este atacat practic în curent (rezistența de ieșire a lui T este foarte mare), atunci rezistența de ieșire a amplificatorului în buclă deschisă este dată de relația

$$\frac{1}{R_o^*} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R'} + h'_{oe}$$

și avem $R_o^* = 378\ \Omega$. Aplicînd teoria reacției

$$R_o = \frac{R_o^*}{1 + T''} = 1{,}45\ \Omega.$$

Coeficientul de stabilizare S se definește ca

$$S = \left.\frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\right|_{\Delta i_L} = \left.\frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\right|_{R_L \to \infty}$$

și va fi calculat pe schema de curent alternativ astfel. Variația tensiunii de intrare, Δv_I, ajunge la ieșire prin divizorul format de $1/h'_{oe}$ în paralel cu R' și respectiv $R_1 + R_2$ în paralel cu R_3. Se obține $\Delta v_O = 0{,}44 \Delta v_I$. Datorită efectului reacției negative

$$\frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{0{,}44}{1 + T''}$$

și $S = 591$.

Coeficientul K are expresia

$$K = \left.\frac{\Delta v_I}{\Delta v_O}\right|_{R_L = \text{dat}} = S\left(1 + \frac{R_o}{R_L}\right);$$

pentru $R = R_{Lm} = 1{,}2\ \text{k}\Omega$ calculăm

$$K = 591\left(1 + \frac{1{,}45}{1\,200}\right) \cong 592.$$

13.10. *În stabilizatorul din problema anterioară se înlocuiește tranzistorul de control T' printr-o pereche de tranzistoare, T_1 și T_2, în conexiune Darlington. Acestea formează un tranzistor compus T'' (fig. 13.10) care are $V'_{BE} \cong 1{,}3$ V și $\beta'_F = 1\,200$, iar parametrii dinamici sînt $h_{ie} \cong \beta'_F = 1\,200$, $h'_{oe} \cong \frac{kT}{qI'_C}\beta'_F$ și $1/h'_{oe} = 200\ \Omega$ (a se vedea problema 13.5).*

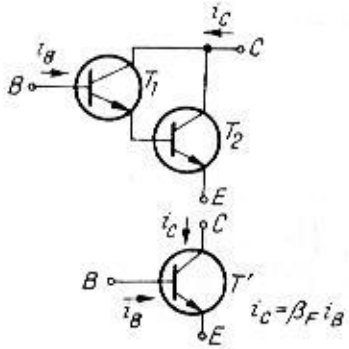


Fig. 13.10

Se cere să se refacă calculele din problema precedentă pentru $I_{L,M} = 600$ mA (valoarea minimă a lui R_L este $R_{Lm} = 20\ \Omega$).

Rezolvare

Cu $I'_C \cong I'_E = I_{LM} - I_{12} + I_3 - I'_Z =$
$= 607{,}6$ mA

rezultă:

$$I'_B = \frac{I'_E}{\beta'_F + 1} = 0{,}506\ \text{mA}.$$

Alegem

$$I'' = I'_B + I_C = 1{,}53\ \text{mA}$$

și rezultă

$$R'' = \frac{V'_Z - V'_{BE}}{I''} = \frac{3{,}6 - 1{,}3}{1{,}53} = 1{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Procedînd la fel ca în problema precedentă găsim $R' = 3{,}18$ kΩ și alegem $R' = 3$ kΩ.

Randamentul va fi calculat cu aproximație, luînd $I_1 \cong I'_C \cong I'_E \cong I_{LM} = 600$ mA și obținem

$$\eta_i \cong \frac{V_O}{V_{IM}} = \frac{12}{40} = 0{,}3 \ (30\%).$$

Pentru determinarea parametrilor dinamici, cu aceleași notații ca în problema precedentă avem $R^*_g = 0{,}15$ kΩ, $R'_g \cong \beta'_F R^*_g = 180$ kΩ, $R_i = 0{,}027$ kΩ, $a_V = 8\,465$, $T'' = 2\,432$. Se găsește rezistența de ieșire

$$R_o = \frac{R^*_g}{1 + T''} \cong 0{,}062 \ \Omega$$

și coeficientul de stabilizare

$$S = 3\,012 \cong K.$$

13.11. *Considerăm stabilizatorul de tensiune din figura 13.11, a. Tranzistoarele T și T' au aceiași parametri ca cei din problema 13.9, cu excepția lui* h_{oe} *care are acum valoarea* $(100\ k\Omega)^{-1}$. *Tranzistorul T'', de tip pnp, are parametri cu aceiași valoare numerică ca cei ai lui T. Diodele DZ și DZ' au și ele aceiași parametri ca în problema 13.9. Rezistența minimă de sarcină este* $R_{Lm} = 1{,}2$ *kΩ,* $V_O = 12$ *V,* $v_I = (35 \pm 5)$ *V. Se cere:*

a) *să se determine rezistențele R' și R'';*

b) *să se calculeze randamentul stabilizatorului;*

c) *să se calculeze* R_o, *S și K.*

Rezolvare

a) Calculăm

$$I'_E = I_L + I_1 + I_{12} = 10 + 4 + 6{,}6 = 20{,}6 \text{ mA}$$

și

$$I'_B = \frac{I'_E}{\beta'_F + 1} = 0{,}4 \text{ mA}.$$

Alegînd $R'' = 1{,}8$ kΩ avem

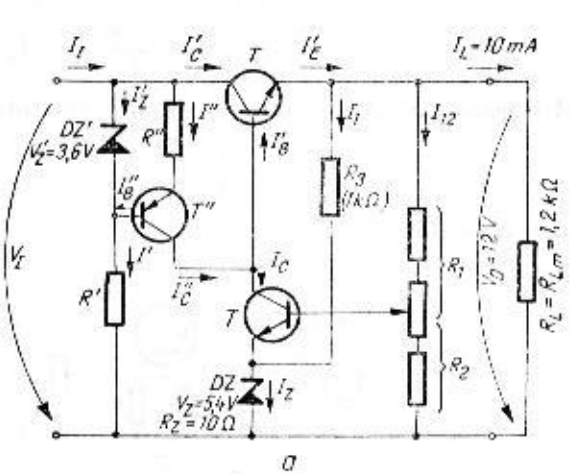
$$I''_C \cong I'' = \frac{V'_Z - V_{EB}}{R''} =$$

$$= 1{,}67 \text{ mA};$$

$$I_C = I''_C - I_B = 1{,}27 \text{ mA}$$

(deci T și T'' funcționează la un curent cuprins între 1 și 2 mA).

Impunînd $I'_Z = 30$ mA și $V_I = V_{Im} = 30$ V



a

Fig. 13.11, a

găsim

$$R' = \frac{V_{1m} - V'_z}{I''_B + I'_{Zm}} = \frac{30 - 3{,}6}{\frac{1{,}67}{100} + 3} \cong 8{,}8 \text{ k}\Omega$$

și vom lua $R' = 8{,}2$ kΩ astfel încît $I'_Z > I'_{Zm}$.

b) Randamentul

$$\eta = \frac{V_0 I_{LM}}{V_{IM} I_I}$$

se calculează cu

$$I_I = I'_C + I'' + I'_Z \cong I'_E + I'' + \frac{V_{IM} - V'_z}{R'} =$$

$$= 20{,}6 + 1{,}67 + \frac{40 - 3{,}6}{8{,}2} = 26{,}7 \text{ mA}$$

și găsim $\eta = 0{,}112$ (11,2%).

c) Pentru calculele care urmează prezintă interes impedanța care o oferă în colector tranzistorul T'' ca sursă de curent.

Se obține

$$R_{o,\,T''} = \frac{h''_{ie} \cdot R''}{h''_{ie} + R''} + \frac{1}{h''_{oe}} \left(1 + h''_{fe} \frac{R''}{h''_{ie} + R''}\right),$$

unde $h''_{fe} = 100$, $1/h''_{oe} = 100$ kΩ, $h''_{ie} = \frac{kT}{qI''_C} \beta''_F = 1{,}56$ kΩ

și se obține $R_{o,\,T''} = 5\,458$ kΩ $\cong 5{,}5$ MΩ.

Aplicînd teoria reacției reprezentăm amplificatorul în bucla deschisă (a se vedea problema 13.9) așa cum se arată în figura 13.11, *b*. Calculăm succesiv $R'_i = 22$ kΩ, $R_i = 35$ Ω. Cu $R_L \to \infty$ avem

$$a_V = \frac{R'_i}{R_g + R_i} = \frac{22}{0{,}045} = 489$$

și $T'' = 244{,}5$. Deoarece R^*_0 are valoarea de 0,43 kΩ (se neglijează conductanța de ieșire a lui T) găsim

$$R_0 = \frac{R^*_0}{1 + T''} = 1{,}75 \ \Omega.$$

Urmează $\Delta v_O / \Delta v_I = 0{,}6$ în absența efectului reacției și

$$\frac{1}{S} = \left.\frac{\Delta v_O}{\Delta v_I}\right|_{R_L \to \infty} = \frac{0{,}6}{1 + T''} = 0{,}002444$$

iar $S = 409$.

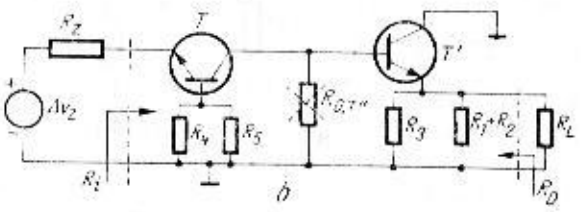


Fig. 13.11 b

13.12. *Se consideră stabilizatorul din figura 3.12, a în care amplificatorul de eroare este de tip diferențial. Se mențin datele* $v_I = (35 \pm 5)$ V, $V_O = 12$ V, $R_L = R_{Lm} = 1{,}2$ kΩ *din problema 13.9. Tranzistoarele* T *și* T'' *sînt identice cu tranzistorul* T *din aceeași problemă. La fel sînt identice tranzistorul* T', *dioda* DZ *și* DZ'. *Toate joncțiunile deschise au căderea de tensiune de 0,6 V. Se vor alege* $R' = 3{,}3$ kΩ *și* $R'' = 2$ kΩ. *Să se calculeze randamentul, rezistența de ieșire, coeficientul de stabilizare.*

Rezolvare

Randamentul va fi calculat pentru $V_I = V_{IM} = 40$ V. Avem

$$I' = \frac{V_{IM} - V'_Z - V_O}{R'} = 7{,}4 \text{ mA};$$

$$I'' = \frac{V'_Z - V'_{BE}}{R''} = 1{,}5 \text{ mA};$$

$$I'_Z = I' - I'' = 5{,}9 \text{ mA} > I'_{Zm} = 3 \text{ mA};$$

$$I'_B = I_L + I_{12} + I_3 - I'_Z = 10 + 4 + 6 - 5{,}9 = 14{,}1 \text{ mA};$$

$$I_C = I'' - I'_B = I'' - \frac{I'_B}{\beta'_F + 1} = 1{,}5 - 0{,}276 = 1{,}22 \text{ mA} > 1 \text{ mA};$$

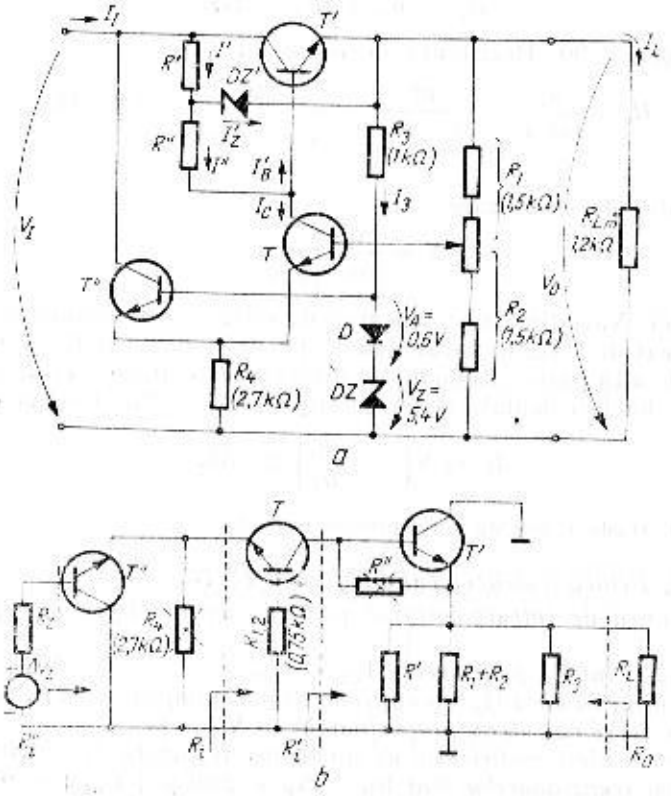


Fig. 13.12

$$I''_C = I_C = 1{,}22 \text{ mA};$$

$$I_1 = I''_C + I' + \frac{\beta'_F}{\beta'_F + 1} I'_E = 22{,}44 \text{ mA};$$

$$\eta_1 = \frac{V_0 I_{2M}}{V_{1M} I_1} \cong 0{,}134 \qquad (13{,}4\%).$$

Tratînd schema ca un circuit cu reacție cu intrarea în baza lui T'' și tensiunea de intrare echivalentă cu o baterie, obținem circuitul echivalent din figura 13.12, *b* ($R'_Z \cong 0$). Rezistența de ieșire în buclă de reacție deschisă, R^*_0 este dată de formula

$$\frac{1}{R^*_0} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R'} + h'_{oe}.$$

Se obține $R^*_0 = 0{,}38$ kΩ. Amplificarea în tensiune este

$$a_V = \frac{R'_i}{R_Z + R'_i} \cdot \frac{(h_{fe} + 1)R_1}{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_1} \cdot \frac{R'_l}{R_l},$$

unde

$$R'_i \cong (h'_{fe} + 1)R^*_0 = 19{,}4 \text{ kΩ};$$

$$R_1 = \frac{h_{ie} + R_{1,2}}{h_{fe} + 1}; \quad R_{1,2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}75 \text{ kΩ}$$

$$R''_i = h''_{ie} + (h''_{fe} + 1)R_l$$

și se obține $a_V = 390$. Rezistența de ieșire este

$$R_0 = \frac{R^*_0}{1 + T} = \frac{R^*_0}{1 + fa_V} = \frac{380}{1 + \frac{1}{2} 390} = 1{,}94 \ \Omega.$$

Coeficientul de stabilizare

$$S = \frac{\Delta v_I}{\Delta v_0}\bigg|_{R_L \to \infty}$$

se obține astfel. Variația Δv_I a tensiunii de intrare se transmite la ieșire prin divizorul format de $1/h'_{oe}$ în paralel cu R' pe de o parte și $R_1 + R_2$ în paralel cu R_3 pe de altă parte : raportul de divizare este 0,506. Ținînd seama de transmisia pe buclă calculată anterior obținem $S = 387$. Coeficientul K este

$$K = S\left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right) \cong 388.$$

Observație. Dioda D asigură o compensare termică.

13.13. *Pentru stabilizatorul din figura 13.13, a se cere :*

a) *Tensiunea de intrare minimă pentru care montajul mai funcționează corect.*

b) *Valoarea lui* R_4 *pentru care* $I_{C2} = I_{C4}$.

c) *Să se arate că dacă* R_3 *este suficient de mică amplificarea în buclă deschisă nu depinde de* R_3 *și este direct proporțională cu* V_{Z3}.

d) *Să se calculeze coeficientul de stabilizare* K *pentru* $I_L = 200$ *mA.*

Parametrii tranzistoarelor sînt $h_{fe} = \beta_F = 200$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V *pentru toate tranzistoarele, iar* h_{oe}^{-1} *pentru* T_3 *este 500* Ω.

Rezolvare

T_1 formează un generator de curent constant care alimentează DZ_2. T_4 funcționează ca o diodă și $V_0 \cong V_{Z2}$. T_5 formează un generator de curent. T_3 și T_6 formează un tranzistor compus (conexiune Darlington) cu un β_F echivalent foarte mare

a) Limitarea apare datorită intrării lui T_1 în saturație ($v_{CB} = 0$) și

$$V_{I,m} = V_{Z1} + V_{Z2} = 12 \text{ V};$$

b) $I_{B2} \cong I_{C2} = \frac{2V_{BE}}{R_3} + \left|\right.$

$$+ I_{B3} \cong \frac{2V_{BE}}{R_3} + \frac{I_L}{\beta_F^2} \cong \frac{2V_{BE}}{R_3} =$$

$$= 4 \text{ mA}.$$

Din

$$I_{C5} = \left(\frac{V_Z R_4}{R_5 + R_6} - V_{BE}\right)\frac{1}{R_4} =$$

$$= 2\, I_{C2} = 8 \text{ mA}$$

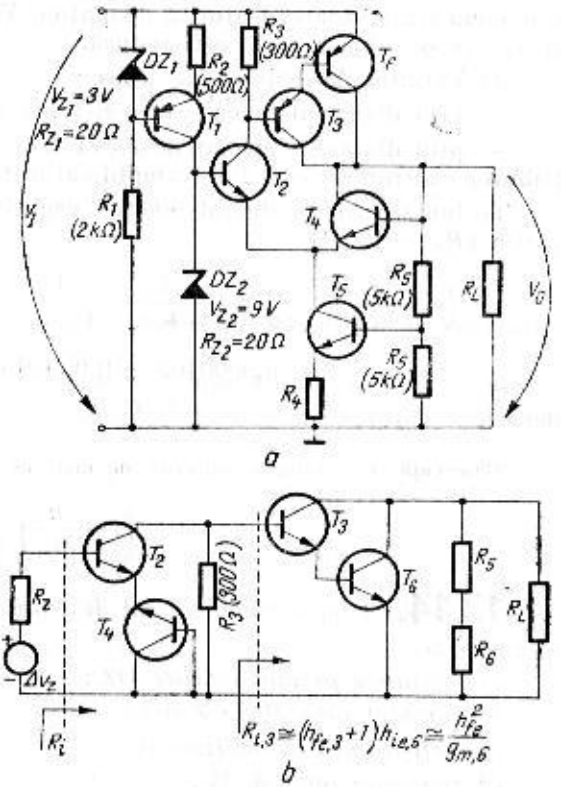


Fig. 13.13

rezultă $R_4 = 0{,}487$ kΩ.

c) Bucla de reacție se închide prin T_4. Circuitul în buclă de reacție deschisă arată ca în figura 13.13, *b*.

Amplificarea etajului cu T_3 și T_6 este $-g_{m6}R'_L$ unde presupunînd $R_L \ll R_5 + R_6$

$$R'_L \cong \frac{R_L}{1 + h_{oe,6}R_L}$$

(T_3 lucrează ca un repetor pe emitor). Amplificarea etajului compus din T_2 și T_4 este $-g_{m2}R/2$ unde, presupunînd

$$R_3 \ll R_{i\,3} \cong (h_{fe,3} + 1)h_{ie,6} \cong \frac{h_{fe}^2}{g_{m,6}},$$

avem $R \cong R_3$. Am ținut seama că T_2 și T_4 sînt polarizate la același curent de colector. Presupunem că I_L nu depășește 250 mA (pentru ca inegalitatea de mai sus să fie satisfăcută). Ca urmare amplificarea globală este

$$a_V = \frac{1}{2}\, g_{m2}g_{m6}R_3R'_L = \frac{1}{2}\left(\frac{q}{kT}\right)^2 I_{C2}I_{C6}R_3R'_L \cong$$

$$\cong \frac{1}{2}\left(\frac{q}{kT}\right)^2 \frac{2V_{BE}}{R_3}\, I_L \frac{V_{Z3}}{I_L} = \left(\frac{q}{kT}\right)^2 V_{BE}V_{Z3}.$$

Dacă $T = 300$ K, obținem $a_V = 7\,988 \cong 8\,000$. Trebuie observat însă că în mod normal temperatura joncțiunii (semiconductorului) este diferită pentru

cele două tranzistoare. Datorită disipației, T_2 are o temperatură mai ridicată și a_V are o valoare ceva mai redusă.

d) Variația Δv_I ajunge la ieșire :

— prin divizorul format de rezistența de ieșire a lui T_6 și R_L ;

— prin divizorul format de R_1 și DZ_1, amplificatorul cu o sarcină distribuită cu tranzistorul T_1 și amplificatorul din figura 13.13, *b*.

Ținînd seama de efectul reacției negative (cu factorul de reacție $f = 1$) găsim ($R_L = 45\ \Omega$)

$$\frac{1}{K} = \left.\frac{\Delta v_O}{\Delta v_I}\right|_{R_L \text{ dat}} = \frac{R_L h_{2c}}{1 + R_L h_{0c}} \cdot \frac{1}{1 - a_V} + \frac{R_{Z1}}{R_{Z1} + R_1} \cdot \frac{R_{Z1}}{R_2} \cdot \frac{a_V}{1 + a_V} =$$

$$= 0{,}0000103 + 0{,}000396 = 0{,}000406$$

deci $K = 2\,461$.

Observație. Din valorile numerice de mai sus observăm

$$K \simeq \left(1 + \frac{R_1}{R_{Z1}}\right) \frac{R_2}{R_{Z2}} .$$

13.14. *Pentru stabilizatorul de tensiune din figura 13.14 se cere să se calculeze :*

a) *tensiunea pe dioda Zener* DZ ;

b) *curentul prin dioda Zener ;*

c) *coeficientul de stabilizare* K ;

d) *rezistența internă*, R_0.

Se dau $V_{I\,m} = 8$ *V (tensiunea minimă la intrare),* $V_O = 5$ *V,* $I_L = 1$ *A. Tranzistoarele* T_1 *pînă la* T_5 *au* $\beta_F = 200$. T_6 *are* $\beta_F = 50$ *și* $1/h_{oe} = 50\ \Omega$. *Tensiunea* V_{BE} *este 0,7 V pentru toate tranzistoarele.*

Rezolvare

T_1, T_2 și R_1 formează un generator de curent care furnizează curentul de referință I. Reacția negativă este introdusă prin rezistența R_3. Semnalul de eroare este amplificat de amplificatorul transimpedanță realizat cu T_3, T_4, R_4 și R_5. Elementul regulator serie este realizat cu tranzistoarele T_5 și T_6.

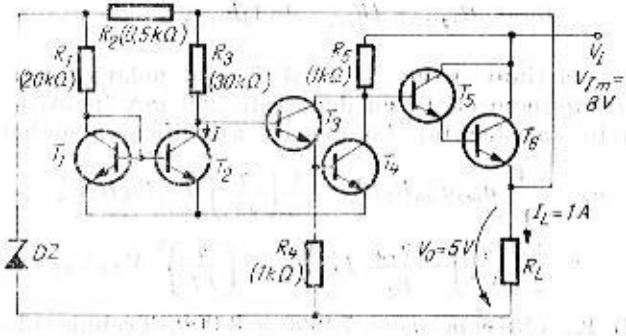


Fig. 13.14

a) Deoarece (problema 4.31)

$$I = I_{C2} = I_{C1} \cong \frac{V_Z - V_{BE}}{R_1}$$

și

$$V_O \cong R_3 I + 2V_{BE},$$

obținem $I = \frac{5 - 2 \cdot 0{,}7}{30} = 0{,}12$ mA, $V_Z = 0{,}12 \cdot 20 + 0{,}7 = 3{,}1$ V.

b) $I_Z = \frac{V_O - V_Z}{R_2} - I = 3{,}68$ mA.

c) Pentru a aplica teoria reacției vom considera amplificatorul transimpedanță cu două etaje și anume:

— etajul emitor comun cu tranzistorul compus format din T_3, T_4 și R_4;

— repetorul pe emitor cu perechea Darlington T_5, T_6.

Tranzistorul compus T_5, T_6 are următorii parametri echivalenți:

$$h_{ie} = h_{ie,5} + (h_{fe,5} + 1)h_{ie,6} = \frac{kT}{qI_{C,5}}\beta_{F,5} + (\beta_{F,5} + 1)\frac{kT}{qI_{C,6}}\beta_{F,6}$$

unde $I_{C,5} = I_{C,6}/\beta_{F,6}$, $I_{C,2} \cong I_L = 1$ A și $h_{ie} \cong 520$ Ω, iar

$$h_{fe} = (h_{fe,5} + 1)h_{fe,6} \cong 10\,000.$$

Ca urmare rezistența de intrare este $R_{i,(5,6)} = 46$ kΩ $\gg R_5 = 1$ kΩ și amplificarea în tensiune este aproximativ egală cu unitatea.

Grupul T_3, T_4, R_4, are amplificarea transimpedanță $-R_5 h'_{fe}$ unde h'_{fe} este factorul de amplificare echivalent

$$h'_{fe} = h_{fe,3} + (h_{fe,3} + 1)h_{fe,4}\frac{R_4}{R_4 + h_{ie,4}},$$

unde

$$h_{ie,4} = \frac{kT}{qI_{C,4}}h_{fe,4}.$$

Curentul de colector $I_{C,4}$ rezultă din relația

$$I_{C3} + I_{C,4} = \frac{V_I - 2V_{BE} - V_O}{R_4},$$

unde

$$I_{C,3} \cong \frac{V_{BE}}{R_4} = 0{,}7 \text{ mA}.$$

Dacă luăm $V_I = V_{Im} = 8$ V obținem $(I_{C,4})_{min} = 0{,}9$ mA și $(h_{ie,4})_{max} \cong$ $\cong 5{,}8$ kΩ, $(h'_{fe})_{min} = 6\,112$.

Transmisia pe buclă este

$$T = a_Z f_y,$$

unde

$$a_Z = (a_Z)_{min} \cong -R_5(h'_{fe})_{min} = -6\,112 \text{ kΩ}$$

și

$$f_y = -\frac{1}{R_3} = -\frac{1}{30}(\text{kΩ})^{-1},$$

astfel incît $T \cong 204$.

Pentru a calcula coeficientul de stabilizare vom observa că în buclă de reacție deschisă

$$\frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{R_L}{R_L + 1/h_{oe,s}} \cdot \frac{R_{L(s,s)}}{R_{(s,s)} + R_s} = 1{,}07$$

și ca urmare

$$K = \frac{1+T}{1{,}07} = 192.$$

d) Rezistența de ieșire în buclă de reacție deschisă este

$$R_0^* \cong \frac{R_s + h_{ie}}{h_{fe} + 1} = 0{,}152\ \Omega.$$

Rezistența de ieșire este

$$R_0 = \frac{R_0^*}{1 + T''},$$

unde T'' este transmisia pe buclă cu $R_L \to \infty$. Amplificarea în buclă deschisă rămîne practic nemodificată, la valoarea calculată anterior ($T'' \cong T$), de unde $R_0 = 7{\cdot}4 \cdot 10^{-4}\ \Omega$.

13.15. *În figura 13.15, a este prezentată schema unui circuit stabilizator integrat. Să se calculeze :*

a) *valoarea tensiunii stabilizate,* V_O ;

b) *variațiile* Δv_O *ce pot apare dacă precizia referinței de tensiune este* $\frac{\Delta v_R}{V_R} = \pm 5\%$ *iar rezistențele* R_1 *și* R_2 *sînt în clasa de precizie 10% ;*

c) *cum se poate modifica schema pentru a se permite reglajul tensiunii stabilizate între 10 și 20 V ?*

Rezolvare

a) Conform schemei din figura 13.15, *a* se scrie :

$$v_{BE} + v_O = A(v_+ - v_-) = A\left(V_R - \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_O\right)$$

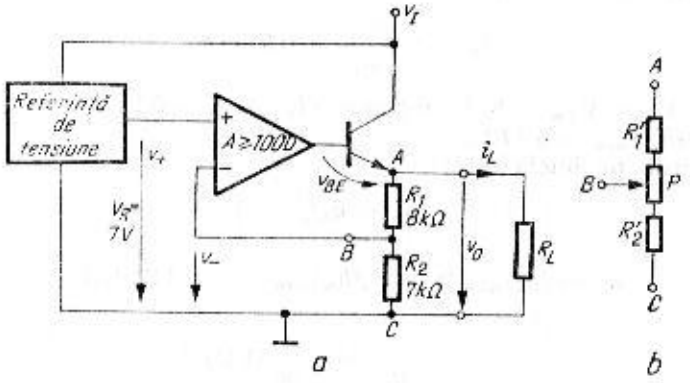


Fig. 13.15

de unde :

$$v_O = V_O = \frac{V_R - \frac{v_{BE}}{A}}{\frac{1}{A} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_R = 7\left(1 + \frac{8}{7}\right) = 15 \text{ V}.$$

S-a considerat $\frac{v_{BE}}{A} \ll V_R$ și $\frac{1}{A} \ll \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

b) Prin logaritmarea și diferențierea expresiei lui v_O rezultă :

$$\frac{dv_O}{v_O} = \frac{dV_R}{V_R} + \frac{dR_1 + dR_2}{R_1 + R_2} - \frac{dR_2}{R_2}$$

sau

$$dv_O = \frac{v_O}{V_R} dV_R + \frac{v_O}{R_1 + R_2} (dR_1 + dR_2) - \frac{v_O}{R_2} dR_2 =$$

$$= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) dV_R + V_R \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{dR_1}{R_1} - \frac{dR_2}{R_2}\right).$$

Trecînd la variații finite

$$\Delta v_O = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \Delta V_R + V_R \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}\right).$$

Pentru situațiile limită se obține :

$$-\Delta v_O = -0{,}05 \cdot 7 \left(1 + \frac{8}{7}\right) + 7 \cdot \frac{8}{7} [(-0{,}1) - (+0{,}1)] = -2{,}35 \text{ V}$$

$$+\Delta v_O = +0{,}05 \cdot 7 \left(1 + \frac{8}{7}\right) + 7 \cdot \frac{8}{7} [(+0{,}1) - (-0{,}1)] = +2{,}35 \text{ V}$$

Deci datorită dispersiei valorilor lui V_R, R_1 și R_2, v_O poate lua valori între $V_O - \Delta v_O = 15 - 2{,}35 = 12{,}65$ V și $V_O + \Delta v_O = 15 + 2{,}35 = 17{,}35$ V.

c) Reglajul tensiunii v_O se poate face înlocuind R_1 și R_2 cu grupul R_1', P, R_2' ca în figura 13.15, *b*. Considerînd cursorul potențiometrului succesiv la cele două extremități rezultă relațiile :

$$v_{O\,min} = V_R \left(1 + \frac{R_1' + P}{R_2'}\right) = 7\left(1 + \frac{R_1' + P}{P_2'}\right) = 20 \text{ V};$$

$$v_{O\,max} = V_R \left(1 + \frac{R_1'}{R_2' + P}\right) = 7\left(1 + \frac{R_1'}{R_2' + P}\right) = 10 \text{ V}$$

sau

$$7R_1' - 13R_2' + 7P = 0,$$

respectiv

$$7R_1' - 3R_2' - 3P = 0,$$

de unde : $R_2' = P$ și $R_1' = \frac{6}{7} P$.

Punînd condiția suplimentară $R_1' + P + R_2' = 15$ kΩ, rezultă :

$$\frac{20P}{7} = 15 \text{ și } P = 5{,}25 \text{ kΩ};$$

$$R_2' = 5{,}25 \text{ kΩ și } R_1' = 4{,}5 \text{ kΩ}.$$

13.16. *Pentru producția de serie a unor stabilizatoare integrate se folosește schema din figura 13.16, a, având ca element de bază circuitul* βA *723 pentru care se cunoaște* $V_{R\ tip} = 7{,}15$ V.

a) *Să se calculeze tensiunea stabilizată* V_0.

b) *Cunoscînd dispersia de fabricație* $6{,}8\ V \leqslant V_R \leqslant 7{,}5$ V *și clasa de precizie a rezistoarelor* 10%, *să se calculeze pentru un lot mare de produse variația relativă* $\frac{\Delta v_0}{V_0}$.

c) *Cum trebuie modificată schema pentru a fi posibilă ajustarea tensiunii stabilizate la valoarea proiectată ?*

Rezolvare

a) Conform schemei din figura 13.16, *a* se poate scrie :

$$v_{BE} + v_O = A(v_+ - v_-) = A\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_R - v_O\right),$$

de unde :

$$v_O = V_O = \frac{A}{A+1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_R - \frac{1}{A+1} V_{BE} \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_R ;$$

$$v_O = V_O = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_R = \frac{4{,}7}{2 + 4{,}7} \cdot 7{,}15 = 5{,}01 \text{ V}.$$

b) Diferențiala totală a expresiei lui v_O este :

$$dv_O = \frac{\partial v_O}{\partial V_R} dV_R + \frac{\partial v_O}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial v_O}{\partial R_2} dR_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} dV_R - \frac{R_2 V_R}{(R_1 + R_2)^2} dR_1 +$$

$$+ \frac{R_1 V_R}{(R_1 + R_2)^2} dR_2 = v_O \cdot \frac{dV_R}{V_R} - \frac{v_O}{R_1 + R_2} dR_1 + \frac{R_1 v_O}{R_2 (R_1 + R_2)} dR_2 .$$

Trecînd la diferențe finite și împărțind cu v_O, rezultă

$$\frac{\Delta v_O}{V_O} = \frac{\Delta V_R}{V_R} - \frac{\Delta R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 \Delta R_2}{R_2 (R_1 + R_2)} =$$

$$= \frac{\Delta V_R}{V_R} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \right).$$

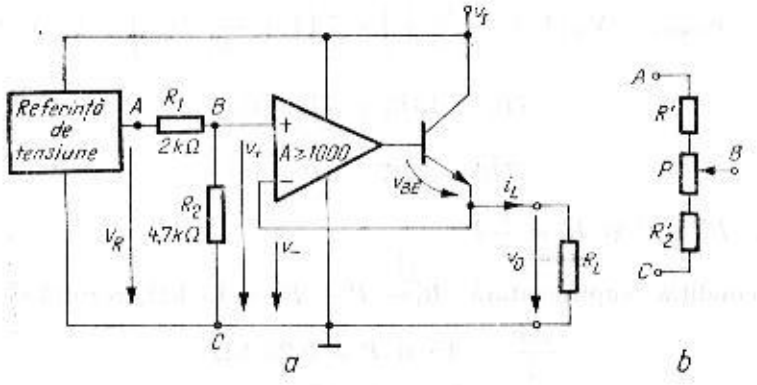


Fig. 13.16

Pentru $V_{R\,max} = 7{,}5$ V, $\frac{\Delta V_R}{V_R} = \frac{7{,}5 - 7{,}15}{7{,}15} = +0{,}05$,

iar pentru $V_{R\,min} = 6{,}8$ V, $\frac{\Delta V_R}{V_R} = \frac{6{,}8 - 7{,}15}{7{,}15} = -0{,}05$.

Rezultă extremele de variație:

$$\frac{\Delta v_o}{V_o} = -0{,}05 + \frac{2}{2+4{,}7}[(-0{,}1) - (+0{,}1)] = -0{,}11$$

și

$$\frac{\Delta v_o}{V_o} = +0{,}05 + \frac{2}{2+4{,}7}[(+0{,}1) - (-0{,}1)] = +0{,}11.$$

Deci $\frac{\Delta v_o}{V_o} = \pm 11\%$:

$$v_{O\,max} = 5 + 0{,}55 = 5{,}55 \text{ V};$$

$$v_{O\,min} = 5 - 0{,}55 = 4{,}45 \text{ V}.$$

c) Înlocuind R_1, R_2 cu grupul R_1', P, R_2' (fig. 13.16, *b*) este posibilă ajustarea tensiunii v_O. Trebuie ca $v_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_R$ să fie menținută la aproximativ 5 V.

Deci:

$$\frac{R_2' + P}{R_1' + P + R_2'} V_{R\,min} = 5 \text{ V și } \frac{R_2'}{R_1' + P + R_2'} V_{R\,max} = 5 \text{ V};$$

$$\frac{R_2' + P}{R_2'} = \frac{V_{R\,max}}{V_{R\,min}} = \frac{7{,}5}{6{,}8} = 1{,}1; \quad P \cong 0{,}1\ R_2'.$$

Ținînd cont și de precizia rezistoarelor, se poate alege:

$$P = 1 \text{ k}\Omega; \quad R_1' = 1{,}5 \text{ k}\Omega; \quad R_2' = 4{,}3 \text{ k}\Omega.$$

13.17. *În figura 13.17, a este prezentat un circuit stabilizator de tensiune („flotant"), conceput în scopul obținerii de tensiuni mari* ($V_O > 40$ V).

a) *Să se găsească expresia de calcul a tensiunii* v_O *în funcție de elementele schemei și să se calculeze pentru valorile din figură.*

b) *Să se completeze circuitul astfel încît curentul* i_L *să fie limitat la 100 mA.*

c) *Să se dimensioneze rezistența* R_5 *și să se precizeze* $V_{BR\,CEO}$ *și* $P_{d\,max}$ *pentru* T_2 *în următoarele condiții:* $v_1 = 135$ V ($\pm 10\%$); $V_O = 100$ V; $\beta_{T_2} = 50$; $I_A = I_R = 3$ mA; $I_{Z2,\,min} = 1$ mA; $P_{dZ2,\,max} = 2$ W *și* $i_{Lm} = 100$ mA.

Rezolvare

Pe baza schemei din figura 13.17, *a* se pot scrie următoarele relații:

$$v_+ + v_O = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_R + v_O)$$

$$v_- = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_R \text{ și}$$

$$v = A(v_+ - v_-) = v_{BE1} + V_{Z1} + v_{BE2},$$

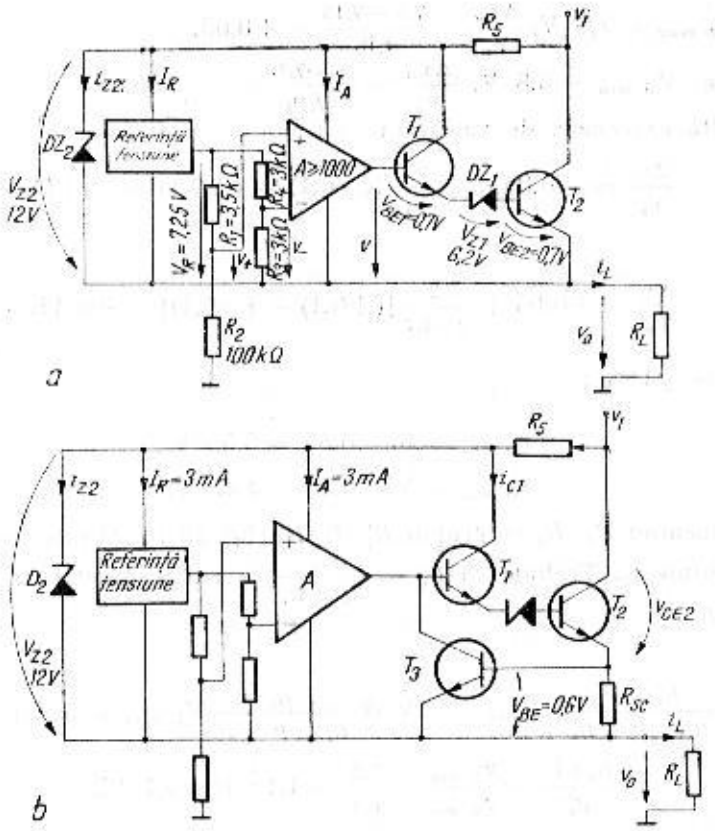


Fig. 13.17

din care rezultă :

$$A\left[V_R\left(\frac{R_2}{R_1+R_2}-\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)-v_O\frac{R_1}{R_1+R_2}\right]=v_{BE1}+V_{Z1}+v_{BE2},$$

respectiv $$v_O=\frac{R_2R_1-R_1R_3}{R_1(R_3+R_4)}V_R-\frac{(R_1+R_2)(v_{BE1}+V_{Z1}+V_{BE2})}{AR_1}.$$

Pentru valorile din schemă :

$$v_O=V_O=\frac{100\cdot3-3,5\cdot3}{3,5(3+3)}\cdot7,25-\frac{(100+3,5)(0,7+6,2+0,7)}{1\,000\cdot3,5}=$$
$$=99,946-0,224=99,722\ \text{V}.$$

Se constată că pentru $R_3=R_4$ și pentru valori uzuale ale celorlalte elemente, se poate folosi cu bună aproximație relația :

$$v_O=V_O=\frac{R_2-R_1}{2R_1}\cdot V_R.$$

b) Pentru limitarea curentului i_L, este necesar să se completeze schema dată cu tranzistorul T_3 și rezistorul

$$R_{sc}=\frac{0,6}{I_{LM}}=\frac{0,6}{0,1}=6\ \Omega\ \text{(fig. 13.17, } b\text{)}.$$

c) Rezistorul R_5 trebuie dimensionat astfel încît curentul prin dioda DZ_2 să rămînă între limitele

$$I_{Z2m} \leqslant I_{Z2} \leqslant I_{Z2M} = \frac{P_{dZ2max}}{V_{Z2}} \text{ sau } 1 \text{ mA} \leqslant I_{Z2} \leqslant 167 \text{ mA}$$

și să se asigure curentul $I_{C1\,max}$ necesar comenzii lui T_2:

$$I_{C1\,max} = \frac{I_{Lmax}}{\beta_{F1}} = \frac{100}{50} = 2 \text{ mA}.$$

Deci:

$$R_5 \leqslant \frac{V_{IM} - V_{Z1} - V_O}{I_{Z2m} + I_R + I_A + I_{C1M}} = \frac{135 - 0{,}1 \cdot 135 - 12 - 100}{1 + 3 + 3 + 2} = 1{,}05 \text{ k}\Omega$$

și

$$R_5 \geqslant \frac{V_{IM} - V_{Z1}}{I_{Z1M} + I_R + I_A + I_{C1M}} = \frac{135 + 0{,}1 \cdot 135 - 12}{167 + 3 + 3 + 2} = 0{,}78 \text{ k}\Omega;$$

se poate alege valoarea standardizată $R_5 = 820\ \Omega$. Puterea maximă disipată de R_5 este:

$$P_{d,\,max} = R_5 I^2_{max} = R_5 (I_{Z2M} + I_R + I_A + I_{C1\,max})^2 =$$
$$= 820 \cdot (0{,}175)^2 \cong 25 \text{ W}.$$

În condițiile cele mai grele de lucru ($v_O = 0$) tensiunea pe tranzistor este:

$$V_{CE2} = V_{IM} - R_{sc} \cdot I_{LM} = 1{,}1 \cdot 135 - 6 \cdot 0{,}1 = 148 \text{ V},$$

iar puterea disipată:

$$P_d = I_{LM} \cdot V_{CE2} = 0{,}1 \cdot 148 = 14{,}8 \text{ W}.$$

Se impune deci alegerea unui tranzistor T_2 caracterizat prin $V_{(BR)CEO} \geqslant 150$ V și $P_{D\,max,\,adm} \geqslant 15$ W.

13.18. *Pentru protejarea la scurtcircuit a unui stabilizator de tensiune cu element regulator serie se utilizează schema din figura 13.18,a. Tranzistorul* T_1 *este caracterizat prin* $\beta_{F1} = 1\,000$ *(montaj Darlington), iar* T_2 *prin* $\beta_{F2} = 100$ *și caracteristica de transfer:* $i_{C2} = I_s \exp \frac{qV_{BE2}}{kT}$, $I_s = 5 \cdot 10^{-15}$ *A.*

a) *Exprimați dependența curentului de sarcină* i_L *în funcție de rezistența de sarcină* R_L, *pentru* $R_{sc} = 1\ \Omega$.

b) *Exprimați curentul de scurtcircuit* ($R_L = 0$) *în funcție de* R_{sc}.

Rezolvare

a) Cît timp $i_{B1} + i_{C2} < I_{pol}$, amplificatorul lucrează liniar și se poate scrie:

$$v_{BE1} + v_{BE2} + v_O = A(V_R - v_O),$$

de unde:

$$v_O = \frac{AV_R - v_{BE1} - v_{BE2}}{A + 1} \cong V_R = 5 \text{ V}.$$

Creșterea lui i_L (micșorarea sa sub o anumită limită) conduce la mărirea tensiunii $v_{BE2} \cong R_s i_L$, ceea ce implică creșterea curentului i_{C2}.

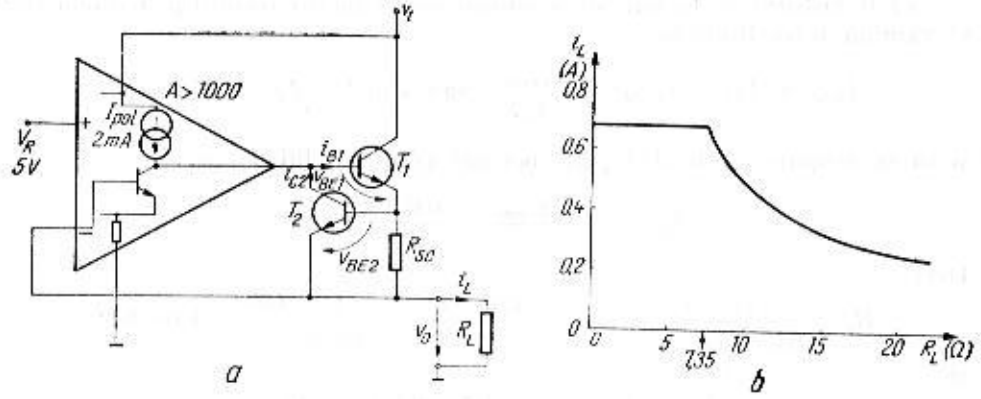


Fig. 13.18

Atingerea condiției $I_{pol} = i_{C2} + i_{B1}$ are ca efect limitarea curentului i_{C2}, respectiv i_L:

$$I_{pol} = i_{C2} + i_{B1} = I_S \exp\frac{qR_{se}i_L}{kT} + \frac{i_L}{\beta_{F1}}.$$

Deci, curentul maxim I_{LM} se poate determina prin rezolvarea ecuației transcendente:

$$\frac{kT}{qR_{se}} \ln\left(\frac{I_{pol} - \frac{I_{LM}}{\beta_{F1}}}{I_S}\right) - I_{LM} = 0;$$

$$0{,}026 \ln\frac{2\cdot10^{-3} - 10^{-5}I_{LM}}{5\cdot10^{-16}} - I_{LM} = 0;$$

$$0{,}026\left[\ln\frac{10^{12}}{5}(2 - I_{LM})\right] - I_{LM} = 0;$$

$$0{,}026 \ln(2 - I_{LM}) - I_{LM} + 0{,}676 = 0.$$

Primul termen din relația de mai sus ia valori între $-0{,}01$ și $0{,}01$ pentru I_{LM} între 0,5 A și 1,5 A. Rezultă că $I_{LM} = 0{,}68$ A este o aproximație bună a soluției ecuației. Un calcul iterativ cu eroarea admisă $= 10^{-4}$ conduce la soluția $I_{LM} = 0{,}6831$ A.

Pentru curenți $i_L < I_{LM}$, $v_O = V_R = 5$ V

și

$$i_L = \frac{V_R}{R_L} = \frac{5}{R_L},$$

relație valabilă pentru

$$R_L \geqslant \frac{V_R}{I_{LM}} = \frac{5}{0{,}68} = 7{,}35\ \Omega.$$

Pentru $0 \leqslant R_L \leqslant 7{,}35\ \Omega$, $i_L = I_{LM} = 0{,}68$ A. Reprezentarea grafică este dată în figura 13.18, *b*.

b) Relația dintre I_{LM} ($R_L = 0$) și R_{sc} are forma :

$$R_{sc} = \frac{kT}{qI_{LM}} \ln\left(\frac{I_{pol} - \frac{I_{LM}}{\beta_{P1}}}{I_S}\right)$$

sau, după înlocuire :

$$R_{sc} = \frac{0{,}026 \ln(2 - I_{LM}) + 0{,}676}{I_{LM}} \cong \frac{0{,}68 \text{ V}}{I_{LM} \text{ (A)}};$$

$$I_{LM} \cong \frac{0{,}68 \text{ V}}{R_{sc} (\Omega)}.$$

Relația rămîne valabilă pentru $I_{LM} \in (0{,}1,\ 1{,}9 \text{ A})$.

13.19. *Un circuit stabilizator de tensiune utilizează ca element de control serie un tranzistor* npn T_1 *(fig. 13.18) caracterizat prin :* $I_{C\,max} = 10$ *A,* $V_{CE\,max} = 50$ *V,* $R_{th} = 2°C/W$, $V_{CE,\,sat}(I_C = 10\ A) = 1{,}5$ *V,* $T_{j\,max} = 175°C$. *Stabilizatorul este proiectat pentru o tensiune de ieșire* $V_O = 5$ *V în condițiile în care tensiunea de intrare* $v_I = (10 \pm 2)$ *V, iar temperatura ambiantă* T_a *poate varia între 0°C și 75°C.*

a) *Știind că se folosește sistemul de protecție prin limitare la o valoare fixă a curentului de ieșire să se determine valoarea maximă a curentului ce se poate obține de la stabilizator.*

b) *Să se reprezinte locul geometric al punctelor de funcționare* (i_C, v_{CE}) *posibile ale tranzistorului* T_1.

Rezolvare

a) În regim staționar, puterea maximă disipată de tranzistor se poate exprima sub forma :

$$P_{d\,max} = \frac{T_{j,\,max} - T_{a,\,max}}{R_{th}} = \frac{175 - 75}{2} = 50 \text{ W}.$$

Limitele între care poate varia tensiunea pe tranzistorul T_1 sînt (fig. 13.19) :

$$V_{CE\,max} = V_{IM} - V_{Om} - R_{sc}I_{LM};$$

$$V_{CE\,min} = V_{Im} - V_O - R_{sc}I_{LM}.$$

Pentru :

$$V_{IM} = V_I + \Delta v_I = 10 + 2 = 12 \text{ V};$$

$V_{Om} = 0$ (scurtcircuit la ieșire) ;

$$R_{sc}I_{LM} \cong 0{,}6 \text{ V}$$

(tensiunea de deschidere a lui T_2) ;

$V_{I\,min} = V_I - \Delta v_I = 10 - 2 = 8$ V, rezultă

$$V_{CE\,max} \cong 12 - 0{,}6 = 11{,}4 \text{ V}$$

și

$$v_{CE\,min} = 10 - 5 - 0{,}6 = 2{,}4 \text{ V}.$$

Deoarece

$$P_{d\,max} = V_{CE\,max} \cdot I_{C,\,max} \cong$$

$$\cong V_{CE,\,max} \cdot I_{LM},$$

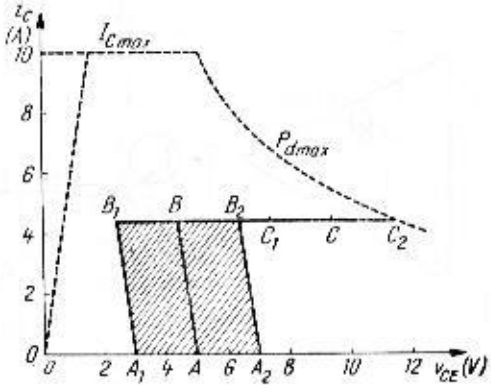


Fig. 13.19

rezultă :

$$I_{C\ max} = \frac{P_{d\ max}}{V_{CE,\ max}} = \frac{50}{11,4} = 4,38\ \text{A}.$$

În aceste condiții $R_{sc} = \frac{0,6}{4,38} = 0,137\ \Omega$.

b) Curentul prin T_1 poate lua orice valoare între $I_{Lm} = 0$ și $I_{LM} = 4,38$ A, dacă rezistența de sarcină R_L variază între $R_{LM} \to \infty$ și $R'_L = \frac{V_O}{I_{LM}} = \frac{5}{4,38} = 1,14\ \Omega$, condiții în care $v_O = V_O = 5$ V (practic constant). Dacă $v_I = V_I = 10$ V, tensiunea $v_{CE} = V_I - V_O - R_{sc} \cdot i_C$. Punctul de funcționare se găsește pe segmentul AB (fig. 13.19).

Pentru rezistențe de sarcină între $R'_L = 1,14\ \Omega$ și $R_{Lm} = 0$, intră în funcțiune sistemul de limitare a curentului la valoarea fixă $I_{LM} = I_C = 4,38$ A, tensiunea în tranzistor variind între $v_{CE} = V_I - V_o - R_{sc} \cdot I_{Lm} = 10 - 5 - 0,6 = 4,4$ V și $v_{CE} = V_I - R_{sc} \cdot I_{LM} = 10 - 0,6 = 9,4$ V. Punctul de funcționare se găsește pe segmentul BC.

Deoarece v_I poate varia între $V_{Im} = V_I - \Delta v_I = 8$ V și $V_{IM} = V_I + \Delta v_I = 12$ V, linia ABC se poate deplasa între pozițiile extreme $A_1B_1C_1$ și $A_2B_2C_2$.

Punctul de funcționare al tranzistorului se poate plasa în interiorul (sau pe perimetrul) paralelogramului $A_1B_1B_2A_2$ sau pe segmentul B_2C_2. În punctul C_2 puterea disipată de tranzistor este maximă.

13.20. *În figura 13.20, a este prezentată schema unui circuit stabilizator de tensiune cu limitare „prin întoarcere" a curentului de ieșire. Tranzistorul* T_1 *este caracterizat prin* $\beta_{F1} = 1\,000$ *(montaj Darlington), iar* T_2 *prin* $\beta_{F2} = 100$ *și* $i_{C2} = I_{S2} \exp \frac{qV_{BE}}{kT}$, $I_{S2} = 5 \cdot 10^{-15}$ *A. Se mai cunosc* $V_R = 5$ *V,* $I_{pol} = 5$ *mA,* $R_1 = 0,6\ \Omega$, $R_2 = 3$ *kΩ și* $R_3 = 10$ *kΩ.*

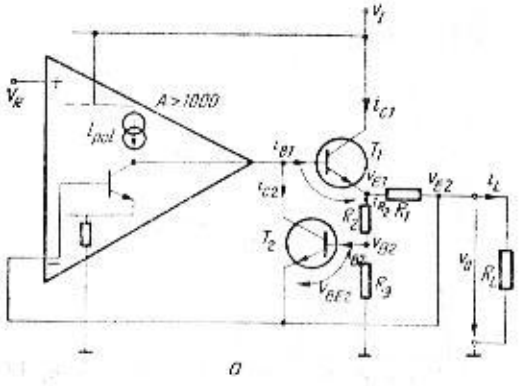


Fig. 13.20, a.

a) *Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic caracteristica de ieșire* $v_o(i_L)$.

b) *Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic dependențele* $v_o(R_L)$ *și* $i_L(R_L)$.

Rezolvare

a) Pentru $i_{B1} + i_{C2} < I_{pol}$, amplificatorul lucrează liniar, și se poate scrie :

$$v_{BE1} + R_1 i_L + v_O = A(V_R - v_O),$$

de unde

$$v_O = \frac{AV_R - v_{BE1} - R_1 i}{A + 1} \cong V_R.$$

Dacă se consideră $i_{B2} \ll i_{R2}$ și $i_{E2} \ll i_L$, atunci:

$$v_{BE2} = v_{B2} - v_{E2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{E1} - v_O = \frac{R_4}{R_3 + R_4} (R_1 i_L + v_O) - v_O =$$

$$= \frac{R_1 R_4}{R_3 + R_4} i_L - \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_O.$$

Se constată că mărirea lui i_L duce la creșterea lui v_{BE2}, ceea ce are ca efect creșterea lui i_{C2}. Pentru $i_L = I_{LM}$ este îndeplinită condiția

$$i_{B1} + i_{C2} = I_{B01},$$

care are ca urmare ieșirea de sub controlul amplificatorului. În aceste condiții:

$$v_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{C2}}{I_{s2}} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{B01} - \dfrac{I_{LM}}{\beta_{F1}}}{I_{s2}} \right),$$

iar I_{LM} este dat de relația

$$\frac{R_1 R_4}{R_3 + R_4} I_{LM} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_R = v_{BE2}.$$

Dependența $v_O(i_L)$ poate fi exprimată astfel:

1) $v_O = V_R = \text{constant}$, pentru $R_L \geqslant \dfrac{V_R}{I_{LM}}$;

2) $v_O = \dfrac{R_3 + R_4}{R_3} \left(\dfrac{R_1 R_4}{R_3 + R_4} i_L - v_{BE2} \right) = \dfrac{R_1 R_4}{R_3} i_L - \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3} \right) v_{BE2}$,

pentru $R_L < \dfrac{V_R}{I_{LM}}$.

Pentru $v_O = 0$, $i_L = i_{sc} = \dfrac{R_3 + R_4}{R_1 R_4} v_{BE2}$.

Pentru exemplul numeric dat, I_{LM} rezultă din ecuația

$$\frac{0{,}6 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 10^3} I_{LM} - \frac{3 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 10^3} \cdot 5 = 0{,}026 \ln \left(\frac{5 \cdot 10^{-3} - 10^{-3} I_{LM}}{5 \cdot 10^{-16}} \right);$$

$$0{,}46 I_{LM} - 0{,}026 \ln (5 - I_{LM}) = 1{,}83$$

sau

$$I_{LM} - 0{,}0565 \ln (5 - I_{LM}) = 3{,}98,$$

care are ca soluție $I_{LM} = 3{,}98$ A, iar i_{sc} — din ecuația:

$$i_{sc} = \frac{3 \cdot 10^3 + 10^3}{0{,}6 \cdot 10^3} 0{,}026 \ln \left(\frac{5 \cdot 10^{-3} - 10^{-3} i_{sc}}{5 \cdot 10^{-16}} \right) = 1{,}468 + 0{,}056 \ln (5 - i_{sc}),$$

care are ca soluție $i_{sc} \cong 1{,}53$ A.

În figura 13.20, *b* este dată reprezentarea grafică $v_O(i_L)$.

b) Distingem două domenii: *domeniul I* — $R_L \in \left[0, \dfrac{V_R}{I_{LM}} \right)$ și

domeniul II — $R_L \in \left(\dfrac{V_R}{I_{LM}}, \infty \right)$.

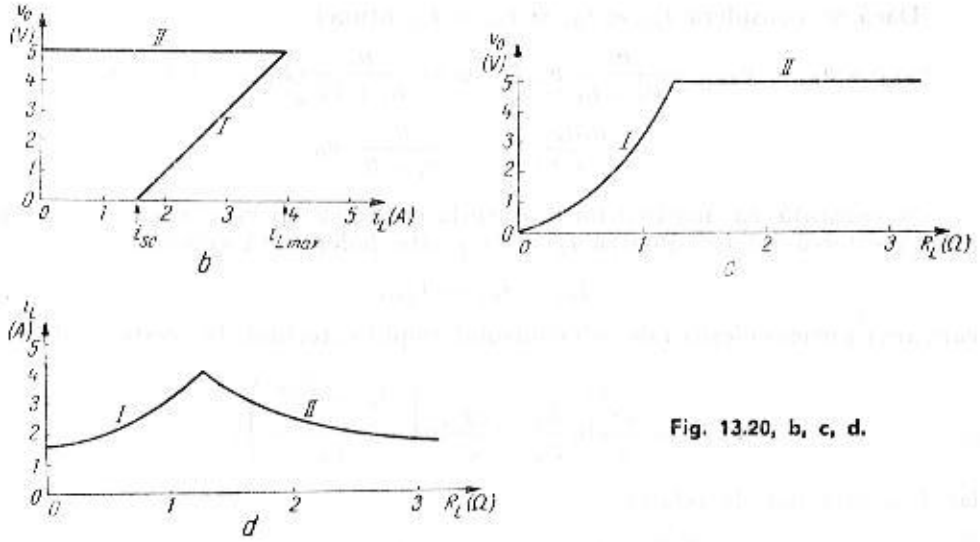


Fig. 13.20, b, c, d.

În domeniul I:

$$\frac{R_1R_3}{R_2+R_3}i_L - \frac{R_2}{R_2+R_3}v_O = v_{BE2} \cong constant.$$

Rezultă, pentru $v_O = R_L i_L$,

$$v_O = \frac{v_{BE2}R_L}{\frac{R_1R_3}{R_2+R_3} - \frac{R_2}{R_2+R_3}\cdot R_L} \quad \text{și} \quad i_L = \frac{v_{BE2}}{\frac{R_1R_3}{R_2+R_3} - \frac{R_2}{R_2+R_3}R_L}.$$

În domeniul II:

$$v_O = V_R;$$

$$i_L = \frac{V_R}{R_L}.$$

Pentru valorile date:

$$I: \quad R_L \in \left[0, \frac{5}{3{,}98} = 1{,}256\ \Omega\right).$$

Tensiunea v_{BE2} se poate considera constantă ($v_{BE2} \cong 0{,}7$ V):

$$v_O = \frac{0{,}7R_L}{0{,}46 - 0{,}23R_L};$$

$$i_L = \frac{0{,}7}{0{,}46 - 0{,}23R_L}.$$

II: $R_L \in [1{,}256\ \Omega,\ \infty)$.

$$v_O = 5\ \text{V};$$

$$i_L = \frac{5}{R_L}.$$

Graficele sînt prezentate în figurile 13.20, *c* și *d*.

13.21. *În circuitul din problema precedentă pentru tranzistorul* T_1 *se cunosc valorile limită:* $I_{C\,max} = 10\,A$, $V_{CE,\,max} = 50\,V$, $T_{j\,max} = 175°C$, $V_{CE,\,sat}(I_C = 10\,A) = 1{,}5\,V$ *și* $R_{th} = 2°C/W$. *Stabilizatorul este proiectat pentru o tensiune de ieșire* $V_0 = 5\,V$ *pentru tensiuni de intrare* $v_I = 10\,V \pm 2\,V$. *Temperatura ambiantă poate varia între* $0°C$ *și* $75°C$.

Să se reprezinte locul geometric al punctelor de funcționare (i_C, v_{CE}) *posibile ale tranzistorului* T_1.

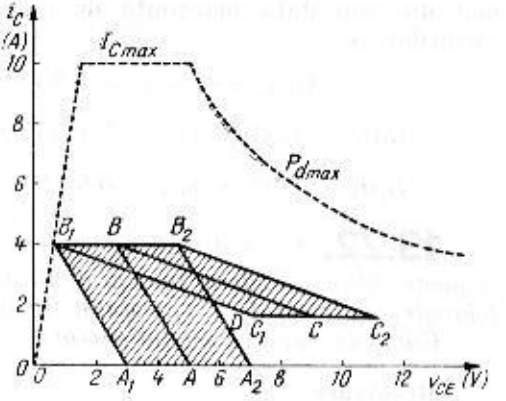


Fig. 13.21

Rezolvare

În regim staționar puterea maximă disipată de T_1 este

$$P_{d\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_{a\,max}}{R_{th}} = \frac{175 - 75}{2} = 50\ \text{W}.$$

Tensiunea pe tranzistor este:

$$v_{CE1} = v_I - R_1 i_{C1} - v_O.$$

Considerăm $v_I = V_I = 10$ V. Pentru rezistența de sarcină $R_L \geqslant \frac{V_R}{I_{LM}}$, $v_O = V_R = 5$ V, $I_{LM} = 3{,}98$ A (vezi problema precedentă), punctul de funcționare al tranzistorului T_1 se găsește pe dreapta de ecuație

$$R_1 i_{C1} + v_{CE1} = V_I - V_R,$$

între punctele A ($i_C = i_L = 0$, $R_L = \infty$) și B ($i_C = I_{LM} = 3{,}98$ A) (vezi figura 13.21).

Pentru rezistențe de sarcină $0 \leqslant R_L \leqslant \frac{V_R}{I_{LM}}$:

$$v_O = \frac{R_3 R_2}{R_2} i_{C1} - \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) v_{BE2};$$

$$v_{CE1} = V_I - \left(R_1 + \frac{R_1 R_3}{R_2}\right) i_{C1} + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) v_{BE2}.$$

Punctul de funcționare se găsește pe dreapta de ecuație

$$R_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) i_{C1} + v_{CE1} = V_I + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) v_{BE2},$$

între punctele B și C ($i_C = i_{sc} = 1{,}53$ A).

Cînd v_I ia valori între $V_I - \Delta v_I = 8$ V și $V_I + \Delta v_I = 12$ V, figura ABC se deplasează paralelă cu ea însăși între pozițiile extreme $A_1B_1C_1$, respectiv $A_2B_2C_2$. Rezultă că locul geometric al punctelor de funcționare este for-

mat din suprafața mărginită de poligonul $A_1A_2DC_1C_2B_2B_1$. Coordonatele vîrfurilor sînt

$$A_1(i_C = 0,\ v_{CE} = 3\ \text{V});\ A_2(i_C = 0,\ v_{CE} = 7\ \text{V});$$

$$C_1(i_C = 1{,}53\ \text{A},\ v_{CE} = 7{,}1\ \text{V});\ C_2(i_C = 1{,}53\ \text{A},\ v_{CE} = 11{,}1\ \text{V});$$

$$B_1(i_C = 3{,}98\ \text{A},\ v_{CE} = 0{,}61\ \text{V});\ B_2(i_C = 3{,}98\ \text{A},\ v_{CE} = 4{,}6\ \text{V}).$$

13.22. *Să se determine pentru ce valori ale rezistențelor* R_1, R_2, R_3 *se poate obține un curent maxim de la stabilizatorul din figura 13.20, a dacă se folosește tranzistorul* T_1 *prezentat în problema 13.21, iar* $v_I = 10 \pm 2$ V. *Care este valoarea acestui curent ?*

Rezolvare

Din rezolvarea problemei 13.21 rezultă că punctul de funcționare posibil al tranzistorului T_1 se găsește într-un spațiu mărginit de dreptele :

$$(A_1B_1):\ i_C = \frac{1}{R_1}(V_{IM} - V_O) - \frac{1}{R_1}v_{CE};$$

$$(B_1B_2):\ i_C = I_{LM};$$

$$(B_2C_2):\ i_C = \left[\frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)}V_{IM} + \frac{v_{BE2}}{R_1}\right] - \frac{R_3}{R_1(R_2 + R_3)}v_{CE};$$

$$I_{LM} = \frac{R_2}{R_1R_3}V_O + \frac{R_2 + R_3}{R_1R_3}v_{BE2} \quad \text{(vezi problema 13.20).}$$

Pentru o bună funcționare a tranzistorului T_1 trebuie îndeplinite condițiile :

$$I_{LM} \leqslant I_{CM};$$

$$v_{CE} \geqslant v_{CE,\ sat};$$

$$i_C \cdot v_{CE} \leqslant P_{d,\ max}.$$

Ultima condiție este echivalentă cu existența a cel mult un punct de intersecție între dreapta B_2C_2 și hiperbola de disipație $i_Cv_{CE} = P_{d,\ max}$.

Dacă notăm $\frac{R_2}{R_3} = K$, considerăm $v_{BE2} = 0{,}7$ V și înlocuim $v_{CE} = \frac{P_{d,\ max}}{i_C}$ în ecuația (B_2C_2) se obține

$$i_C^2 - \left[\frac{KV_{IM}}{R_1(K+1)} + \frac{0{,}7}{R_1}\right]i_C + \frac{KP_{d,\ max}}{R_1(K+1)} = 0.$$

Această ecuație nu trebuie să aibă două rădăcini distincte. Deci

$$\Delta_1 = \left[\frac{KV_{IM}}{R_1(K+1)} + \frac{0{,}7}{R_1}\right]^2 - \frac{4KP_{d,\ max}}{R_1(K+1)} \leqslant 0.$$

Pentru $V_{IM} = 10 + 2 = 12$ V, $P_{d,\ max} = 50$ W, rezultă :

$$(161 - 200R_1)K^2 + (17{,}8 - 200R_1)K + 0{,}49 \leqslant 0.$$

Pentru $R_1 < \frac{161}{200} = 0{,}8\ \Omega$, relația de mai sus poate fi îndeplinită numai dacă

$$\Delta_2 = (17{,}8 - 200R_1)^2 - 4 \cdot 0{,}49(161 - 200R_1) \geqslant 0$$

sau

$$40\,000R_1^2 - 7\,512R_1 + 1{,}28 \geqslant 0,$$

ceea ce este echivalent cu

$R_1 \leqslant 1{,}75 \cdot 10^{-4}\ \Omega$ sau $R_1 \geqslant 0{,}188\ \Omega$.

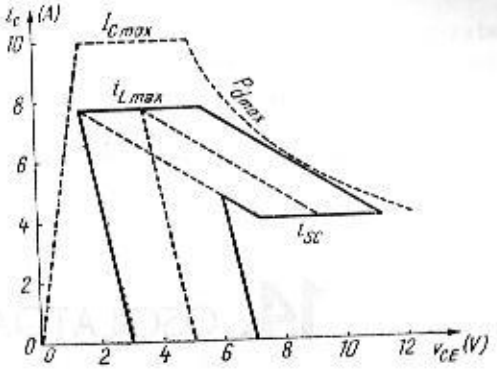


Fig. 13.22

Alegînd $R_1 = 0{,}2\ \Omega$, din relația

$$121K^2 - 22{,}2K + 0{,}49 \leqslant 0$$

rezultă $0{,}025 \leqslant K \leqslant 0{,}158$.

Alegem $K = 0{,}15$ sau $R_2 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$; $R_3 = 10\ \text{k}\Omega$.

Pentru $R_1 = 0{,}2\ \Omega$, $R_2 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 10\ \text{k}\Omega$ rezultă:

$$I_{LM} = \frac{1{,}5}{0{,}2 \cdot 10} \cdot 5 + \frac{1{,}5 + 10}{0{,}2 \cdot 10} \cdot 0{,}7 = 7{,}775\ \text{A};$$

$$i_{sc} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 R_3} v_{BE2} = \frac{1{,}5 + 10}{0{,}2 \cdot 10} \cdot 0{,}7 = 4{,}025\ \text{A}.$$

În figura 13.22 este prezentată amplasarea posibilă a punctului de funcționare al tranzistorului.

14. OSCILATOARE ARMONICE

BREVIAR TEORETIC

● **Condiţia de oscilaţie.** Oscilatorul din figura 14.0, *a* este un amplificator cu reacţie pozitivă. *Autooscilaţiile* apar atunci cînd amplificarea pe buclă este egală cu unitatea *(condiţia Barkhausen),*

$$\underline{A}\,\underline{\beta} = 1.$$

Această condiţie complexă se desface în două condiţii reale : *condiţia de amplitudine*

$$|\underline{A}|\,|\underline{\beta}| = 1$$

şi *condiţia de fază*

$$\varphi_A + \varphi_B = 0,2\pi,\ldots$$

Ambele condiţii sînt necesare pentru ca semnalul să se reproducă pe bucla de reacţie.

Presupunem $\underline{A} = A(V)$ = număr real, funcţie de amplitudinea de oscilaţie V, iar $\underline{\beta} = \underline{\beta}(j\omega)$, deoarece reţeaua de reacţie conţine elemente reactive şi funcţia ei de transfer depinde de frecvenţă. Frecvenţa de oscilaţie se determină din condiţia

$$\underline{\beta}(j\omega_{osc}) = \frac{1}{A} = \text{număr real},$$

iar amplitudinea de oscilaţie, V_{osc} rezultă din (fig. 14.0, *b*) :

$$A(V_{osc}) = \frac{1}{\underline{\beta}(j\omega_{osc})}, \text{ determinat anterior.}$$

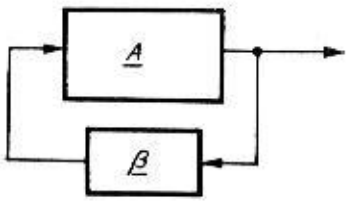


Fig. 14.0, *a*

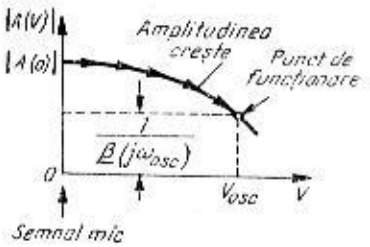


Fig. 14.0, *b*

S-a presupus că amplificatorul şi reţeaua de reacţie sînt caracterizate de A şi respectiv β, mărimi independente de restul circuitului. În acest caz reţeaua de reacţie pozitivă determină frecvenţa de oscilaţie, iar amplificatorul — amplitudinea de oscilaţie.

● **Limitarea amplitudinii de oscilaţie.** Amplificarea A depinde de amplitudinea de oscilaţie :

— datorită funcţionării neliniare a tranzistoarelor ;

— datorită utilizării unei bucle de reacţie cu elemente rezistive a căror rezistenţă depinde de amplitudinea semnalului.

Astfel de elemente rezistive pot fi

— rezistenţe controlate de tip tranzistor cu efect de cîmp (capitolul 6) ;

— rezistoare de tip termistor, a căror rezistenţă depinde de puterea disipată de semnal (rezistenţa termistorului de pildă scade cu creşterea puterii) ;

— diode sau combinaţii de diode.

Funcţionarea neliniară a tranzistorului bipolar. Figura 14.0, *c* arată caracteristica de transfer exponenţială a tranzistorului bipolar. Se presupune că circuitul asigură :

— o polarizare la curent mediu constant, I_C, independent de nivelul semnalului ;

— o excitaţie printr-o tensiune sinusoidală de amplitudine V_1 (fig. 14.0, *c*).

Se defineşte o pantă de semnal mare G_m, cu raportul între amplitudinea fundamentalei curentului de colector, I_{c1} (curent care are o formă de undă distorsionată, figura 14.0, *c*) şi amplitudinea tensiunii alternative, V_1. Panta de semnal mare G_m, normată la panta de semnal mic $g_m = q\,I_C/kT$, depinde de semnalul normat qV_1/kT aşa cum arată diagrama din figura 14.0, *d*.

Funcţionarea neliniară a tranzistorului cu efect de cîmp. Prin circuitul de polarizare dinamică din figura 14.0, *e* se asigură o componentă continuă a tensiunii poartă-sursă egală cu amplitudinea semnalului alternativ din circuit, V_1 (cu condiţia ca $\omega C_C R_G \gg 1$, deci condensatorul să menţină la borne o tensiune practic constantă şi egală cu V_1). Formele de undă sînt ilustrate în figura 14.0, *f*. Panta de semnal mare, notată tot cu G_m şi definită la fel ca mai sus, este reprezentată în figura 14.0, *g*. Ea este normată la panta de semnal mic calculată la polarizarea $V_{GS} = 0$ (panta maximă). Amplitudinea semnalului este normată la tensiunea prag.

Pentru ambele tipuri de tranzistoare panta scade cu creşterea amplitudinii semnalului. Ca urmare amplificarea scade şi ea determină limitarea ampli-

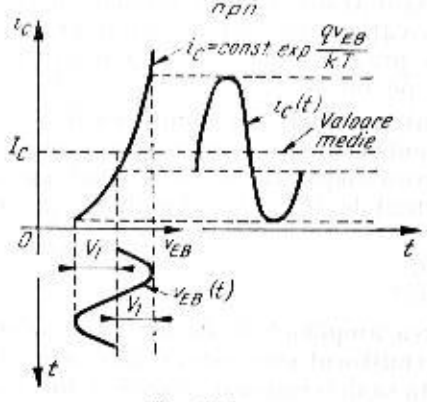


Fig. 14.0, c

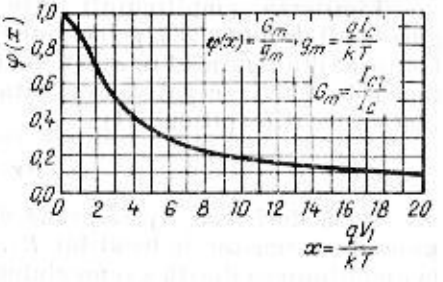


Fig. 14.0, d

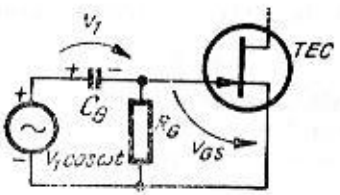


Fig. 14.0, e

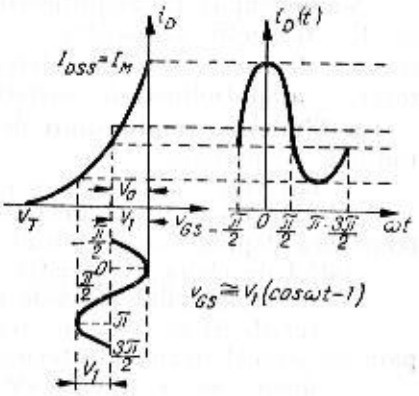


Fig. 14.0, f

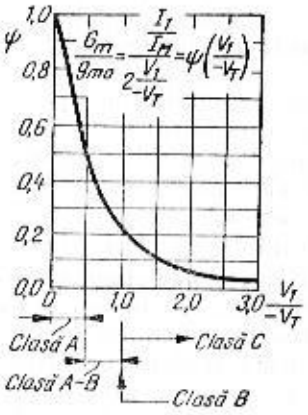


Fig. 14.0, g

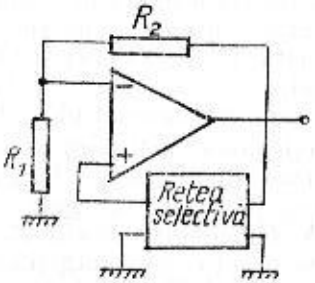


Fig. 14.0, h

tudinii semnalului, așa cum s-a presupus în figura 14.0, *b*. Remarcăm necesitatea utilizării unui circuit puternic selectiv care să asigure forma sinusoidală a semnalului de reacție care se aplică la intrarea tranzistorului, în pofida curentului puternic distorsionat. Metoda de limitare se utilizează numai în oscilatoarele *LC*. De pildă, în cazul tranzistorului bipolar în colector se plasează un circuit rezonant derivație, care determină frecvența de oscilație și asigură la borne o tensiune practic sinusoidală. O fracțiune din această tensiune este adusă la intrare pe bucla de reacție pozitivă.

Limitarea amplitudinii prin controlul automat al amplificării. Figura 14.0, *h* ilustrează principiul enunțat pentru un oscilator în care amplificatorul din figura 14.0, *a* este format dintr-un amplificator operațional cu o buclă de reacție negativă realizată cu rezistențele R_1 și R_2. Amplificarea cu reacție va fi (capitolul 11)

$$A_V \cong 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Dacă dorim ca A_V să scadă cu creșterea amplitudinii de oscilație, vom pune un termistor în locul lui R_2. Dacă termistorul este corect ales, atunci la amplitudinea dorită a semnalului rezistența sa determină o valoare a lui A_V care este exact valoarea necesară pentru susținerea oscilațiilor din circuit.

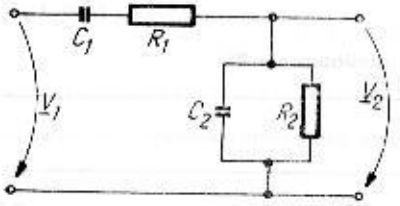


Fig. 14.0, i

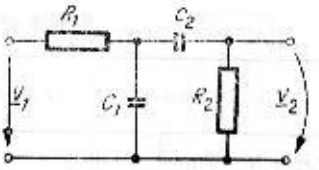


Fig. 14.0, j

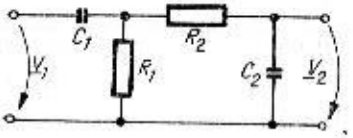


Fig. 14.0, k

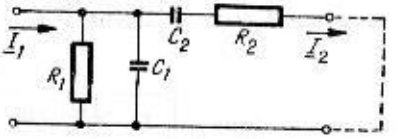


Fig. 14.0, l

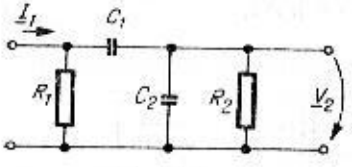


Fig. 14.0, m

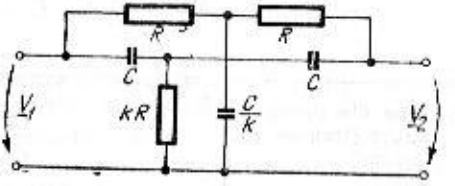


Fig. 14.0, n

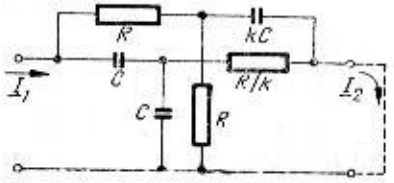


Fig. 14.0, o

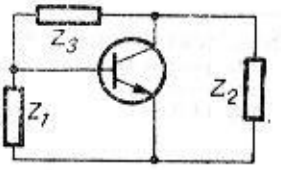


Fig. 14.0, p

● **Oscilatoare RC.** Oscilatoarele *RC* utilizează rețele selective realizate cu rezistențe și capacități. Exemple de astfel de rețele apar în figurile 14.0, *i*, *j*, *k*, *l*, *m*, *n*, *o*. Proprietățile acestora sînt indicate în tabelul 14.1. Dacă identificăm de pildă rețeaua de reacție pozitivă din schema de oscilator din figura 14.0, *h*, cu cea din figura 14.0, *i* unde $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, ajungem la următoarele concluzii : frecvența de oscilație este $f_{osc} = 1/2\pi RC$; atenuarea rețelei este 1/3. Amplificarea în tensiune a amplificatorului trebuie să fie $A_V = 3$ și, ca urmare, se vor alege rezistențele din figura 14.0, *h*.

● **Oscilatoare LC**

Oscilatoare în trei puncte cu tranzistoare bipolare. O schemă destul de generală de oscilator *LC* cu tranzistor bipolar apare în figura 14.0, *p*. Dacă se utilizează circuitul echivalent de semnal mic cu parametri hibrizi și se admite $h_{re} = 0$, $h_{oe} = 0$, se obține condiția de oscilație

$$h_{ie}(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) + h_{fe}\underline{Z}_1\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) = 0.$$

Rețele selective utilizate în oscilatoarele RC

Tipul de schemă	*Funcția de transfer, frecvența caracteristică, atenuarea corespunzătoare*
Rețea Wien pentru transfer în tensiune (fig. 14.0, *i*)	$\underline{F}_W = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F}_W \rvert$ la $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, $\underline{F}_W(2\pi f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$
Rețeaua din figura 14.0, *j* (transfer în tensiune)	$\underline{F} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} - j\left(\omega C_1 R_1 - \frac{1}{\omega C_2 R_2}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F} \rvert$ la $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, $\underline{F}(2\pi f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}}$
Rețeaua din figura 14.0, *k* (transfer în tensiune)	$\underline{F} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_1}\cdot\frac{R_2}{R_1} - j\left(\omega C_2 R_2 - \frac{1}{\omega C_1 R_1}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F} \rvert$ la $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, $\underline{F}(2\pi f_0) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2}{C_1}\cdot\frac{R_2}{R_1}}$
Rețea Wien modificată pentru transfer în curent (fig. 14.0, *l*)	$\underline{F}_W = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} - \frac{C_2}{C_1} - j\left(\omega C_1 R_2 - \frac{1}{\omega C_2 R_1}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F}_W \rvert$ la $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, $\underline{F}_W(2\pi f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1}}$
Rețea „citită" în tensiune și atacată în curent (fig. 14.0, *m*)	$\underline{F}_Z = \frac{\underline{V}_2}{\underline{I}_1} = \frac{R_1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F}_Z \rvert$ la $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$, $\underline{F}_Z(2\pi f_0) = \frac{R_1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$
Rețea dublu T pentru transfer în tensiune (fig. 14.0, *n*)	$\underline{F}_T = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{2k - \overline{\omega}^2 + j\left(2k\overline{\omega} - \frac{1}{\overline{\omega}}\right)}{2 + 2k + \frac{1}{k} - \overline{\omega}^2 - j\left[\left(2 + 2k + \frac{1}{k}\right)\overline{\omega} - \frac{1}{\overline{\omega}}\right]}$, unde $\overline{\omega} = \omega CR$. Pentru $k < 0{,}5$ $\lvert \underline{F}_T \rvert$ are un maxim la $f_t = \frac{1}{2\pi RC}$, $\underline{F}_T(2\pi f_t) = \frac{k(2k-1)}{2k^2 + k + 1}$.
Rețea dublu T „modificată", pentru transferul în curent (fig. 14.0, *o*)	$\underline{F}_T = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{k(k+2)}{2 + k + k^2 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}$ Maxim al lui $\lvert \underline{F}_T \rvert$ pentru $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, $\underline{F}(2\pi f_0) = \frac{k(k+2)}{2 + k + k^2}$.

Cu h_{ie} neglijabil față de $\underline{Z}_1$ (în paralel) și $g_m = h_{fe}/h_{ie}$ înlocuit cu panta de semnal mare, $G_m = G_m(V)$, găsim

$$G_m \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 = 0.$$

Presupunînd

$$\underline{Z}_1 = jX_1\,;\ \underline{Z}_3 = jX_3\,;\ \frac{1}{\underline{Z}_2} = \frac{1}{jX_2} + \frac{1}{R_L},$$

unde R_L este rezistența de sarcină, obținem condiția care determină frecvența de oscilație :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

și pe cea care determină amplitudinea de oscilație :

$$G_m = \frac{1}{R} \cdot \frac{X_2}{X_1}.$$

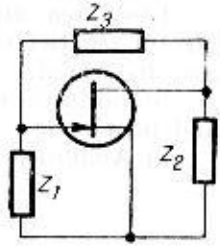


Fig. 14.0, q

Există *scheme Hartley* cu $X_3 < 0$, X_1 și $X_2 > 0$ și *scheme Colpitts*, cu $X_3 > 0$, X_1 și $X_2 < 0$.

Oscilatoare în trei puncte cu tranzistoare cu efect de cîmp. În figura 14.0, *q* se reprezintă o schemă generală de oscilator „în trei puncte" cu tranzistor cu efect de cîmp. Presupunînd că rezistența de drenă este neglijabilă și notînd cu $G_m = G_m(V)$ panta de semnal mare a tranzistorului, reobținem condiția de oscilație

$$G_m \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 = 0.$$

Presupunînd aceeași expresie a impedanțelor ca mai sus, ajungem exact la aceleași concluzii ca în cazul schemei cu tranzistor bipolar.

14.1. *În figura 14.1 este reprezentat un oscilator cu punte Wien.* R_3 *este un termistor care are rezistența de 2 kΩ la 1,5 mW putere disipată. Condensatoarele* C_1 *și* C_2 *sînt scurtcircuite la frecvența de oscilație. Se cere să se determine :*

a) *valoarea lui* R_6 *pentru ca montajul să oscileze ;*
b) *condensatorul* C *pentru ca* $f_{osc} = 10$ *kHz ;*
c) *amplitudinea oscilației la ieșire ;*
d) *impedanța de ieșire a montajului.*

Se dau $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $v_{BE} = 0{,}6$ V *pentru ambele tranzistoare.*

Rezolvare

Oscilatorul este format dintr-un amplificator cu două etaje cu două bucle de reacție, și anume :

— o buclă de reacție negativă prin rezistențele R_3 și R_2 (reacție cu eșantionare în nod și comparare pe buclă sau reacție de tensiune serie),

— o buclă de reacție pozitivă (rețeaua Wien) formată din R_6, capacitățile C și R_7 ; această rețea este atacată în tensiune și citită în tensiune.

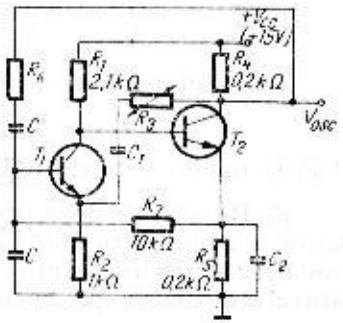


Fig. 14.1

Limitarea amplitudinii de oscilație este asigurată de termistorul R_3 (efectul reacției negative crește cu creșterea amplitudinii de oscilație deoarece R_3 scade).

Stabilitatea punctelor statice de funcționare este asigurată în primul rînd prin reacția negativă de curent continuu aplicată prin R_7 și R_5.

a) Amplificarea amplificatorului cu reacție negativă este

$$A_V \cong 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3,$$

deoarece proiectarea se va face astfel încît $R_3 = 2\,\text{k}\Omega$. Ca urmare, rețeaua Wien va fi cu elemente egale și $R_6 = R_7 = 10\,\text{k}\Omega$.

b) Se obține

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi R_6 C}, \quad C = \frac{1}{2\pi R_6 f_{osc}} = \frac{1\text{F}}{2\pi \cdot 10^4 10^3} = 1,6\,\text{nF}.$$

c) Amplitudinea oscilației la bornele lui R_3 este

$$V_3 = \frac{2}{3} V_{osc}$$

(unde V_{osc} este amplitudinea oscilației la ieșire). Puterea disipată pe R_3 este

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_3^2}{R_3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{4}{9} V_{osc}^2 = 1,5\,\text{mW},$$

deci

$$V_{osc} = \sqrt{\frac{9R_3P_d}{2}} = \sqrt{4,5 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 3,67\,\text{V}.$$

Trebuie să verificăm faptul că nu apare o limitare prin intrare în saturație sau în tăiere. Neglijînd I_{B2} față de I_{C1} rezultă

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1 + R_4 + R_7/\beta_F} = 4,3\,\text{mA}.$$

Neglijînd și I_{B1} față de I_{E2} găsim

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - R_1 I_{C1} - V_{BE}}{R_5} = 26,85 \cong 27\,\text{mA}$$

și

$$V_{CE2} = V_{CC} - (R_4 + R_5) I_{C2} = 4,2\,\text{V}.$$

Tensiunea minimă pe tranzistor este

$$V_{CE2} - V_{osc} = 4,2 - 3,67 = 0,53 > V_{CE\,sat}.$$

Curentul minim este

$$I_{C2} = V_{osc}/R_2 = 27 - 3,67/0,2 = 8,65\,\text{mA},$$

deci și tăierea este evitată.

d) Rezistența de ieșire este $R_0 = R_4 = 200\,\Omega$, egală cu rezistența de ieșire a amplificatorului fără reacție deoarece efectul celor două reacții se anihilează reciproc. Într-adevăr, dacă a_V este amplificarea fără reacție, atunci transmisia pe buclă este

$$T = a_V(f_- - f_+),$$

unde cu f_+ și f_- s-au notat funcțiile de transfer ale rețelelor de reacție pozitivă, respectiv negativă. Amplificarea amplificatorului cu reacție negativă este

$$A_V = \frac{a_V}{1 + a_V f_-} \cong \frac{1}{f_-}$$

dacă a_V este suficient de mare (pentru schema studiată se calculează a_V $a_V = 136$). Pe de altă parte condiția de oscilație cere

$$A_V f_- = 1,$$

de unde $f_1 \cong f_-$ și $T \cong 0$, deci rezistența de ieșire cu reacție rămîne aproximativ egală cu $R_o = R_3$.

Observație. Reglajul fin al frecvenței se poate face variind pe R_6 și R_7 (care pot avea un punct comun), deoarece căderea de tensiune pe R_7 este neglijabilă și modificarea acestuia nu schimbă considerabil punctul static de funcționare.

14.2. *Să se proiecteze un oscilator cu punte Wien cu schema din figura 14.2, a care funcționează la frecvența* $f_{osc} = 100$ *kHz. Se va folosi un termistor cu* $R_T = 1{,}5$ *kΩ la o putere disipată de 10 mW. Tranzistoarele cu* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Să se calculeze impedanța de ieșire a oscilatorului proiectat.

Rezolvare

Oscilatorul este format dintr-un amplificator de tensiune cu intrarea în baza lui T_1 și ieșirea în colectorul lui T_2 și dintr-o rețea Wien ce cuprinde elementele C_1, R_4, C_2 și R_1 în paralel cu R_2. Reacția negativă se aplică prin divizorul de tensiune format din termistorul R_T și rezistența R_5. C' se va proiecta ca un circuit deschis la frecvența de lucru.

Proiectăm puntea Wien cu

$$C_1 = C_2 = C;$$

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R;$$

$$R_T = 2R_5.$$

Prin R_T circulă și un curent continuu, pe care căutăm să-l reducem la minimum. Ca urmare, la limita de tăiere curentul continuu prin T_2 și R_T va fi egal cu amplitudinea curentului oscilant, fie ea I, astfel încît

$$P_d = \frac{1}{2} R_T I^2 + R_T I^2$$

și

$$I = I_{C2} = \sqrt{\frac{2P_d}{3R_T}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 1{,}5 \cdot 10^3}} =$$

$$= 2{,}1 \cdot 10^{-3} A = 2{,}1 \text{ mA}.$$

Amplitudinea semnalului la bornele lui R_T este $R_T I$ sau

$$V_{osc} = \frac{3}{2} R_T I = 1{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot 2{,}1 = 4{,}725 \cong 4{,}7 \text{ V}.$$

Lăsînd o rezervă egală cu $|V_{BE}|$ pentru a evita pătrunderea în saturație, vom alege

$$V_{CC} \geq 2\,V_{osc} + |V_{BE}| = 10 \text{ V}.$$

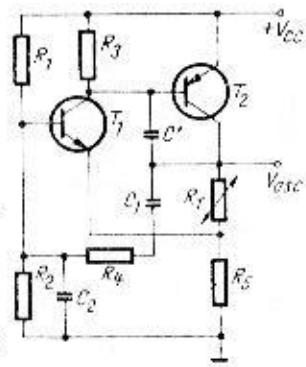


Fig. 14.2, a

Precizăm $V_{CC} = 12$ V, lăsînd o rezervă pentru căderea de tensiune dată de I_{E1} care curge prin rezistența $R_5 = R_T/2 = 0{,}75$ kΩ.

Vom alege acum rezistența R_3 și curentul de polarizare al lui T_1. Amplificarea în buclă deschisă este

$$a_V \cong \frac{\dfrac{R_3 h_{ie2}}{R_3 + h_{ie2}}}{\dfrac{R_T R_3}{R_T + R_3} + \dfrac{1}{g_{m1}}} g_{m2}(R_T + R_3) = \frac{451 R_3}{R_3 + 1{,}24}$$

și alegem $R_3 = 3{,}6$ kΩ astfel încît a_V să fie suficient de mare (rezultă $a_V = 263$). Curentul I_{C1} are valoarea

$$I_{C1} = \frac{|V_{BE}|}{R_3} + \frac{I_{C1}}{\beta_P} = 0{,}167 + 0{,}021 = 0{,}188 \cong 0{,}19 \text{ mA}.$$

Pentru proiectarea divizorului R_1, R_2 vom alege mai întîi curentul

$$I_{(R_1 + R_2)} = 100\, I_{B1} = I_{C1} = 0{,}19 \text{ mA},$$

de unde $R_1 + R_2 = 63$ kΩ. Mai putem scrie

$$V_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cong V_{BE} + R_3(I_{C1} + I_{C2}) = 2{,}325 \text{ V},$$

deci $R_1 = 4{,}16\, R_2$. Rezultă $R_1 = 50{,}8$ kΩ, $R_2 = 12{,}2$ kΩ.

În fine:

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9{,}8 \text{ kΩ}$$

și

$$C = \frac{1}{2\pi f_{cce} R_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 9{,}8 \cdot 10^3} = 162 \text{ pF}.$$

Calculăm efectul condensatorului C' asupra amplificării în buclă deschisă. C' apare ca o capacitate de reacție a tranzistorului T_2 (fig. 14.2, *b*) care are amplificarea de joasă frecvență $-g_{m2}(R_T + R_5) = -182$. Aplicînd teorema lui Miller obținem schema din figura 14.2, *c* unde

$$C'' = C'[1 + g_m(R_T + R_5)] = 183\, C'.$$

Frecvența limită superioară (atenuare 3 dB) este

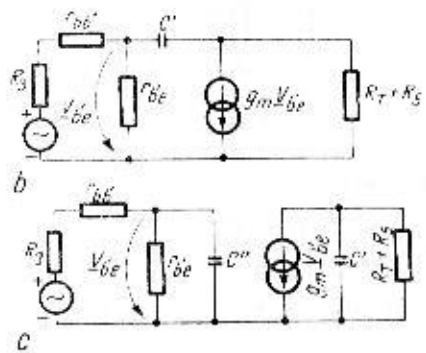


Fig. 14.2, b, c

$$f_s = \frac{1}{2\pi R_{ech} C''},$$

unde

$$R_{ech} = \frac{(R_1 + r_{ww}) r_{b'e}}{R_3 + r_{bb'} + r_{ww}} \cong$$

$$\cong \frac{R_3 r_{b'e}}{R_3 + r_{ww}} \cong \frac{R_3 h_{ie1}}{R_3 + h_{ie1}} = 0{,}92 \text{ kΩ}.$$

În buclă de reacție deschisă

$$f_s' = (1 + T) f_s = \left(1 + \frac{R_3 a_V}{R_3 + R_T}\right) f_s =$$

$$= 88{,}7\, f_s$$

și pentru ca C' să nu afecteze funcționarea oscilatorului impunem

$$f_s' = 20\, f_{osc} = 2 \text{ MHz},$$

de unde rezultă $C' = 42$ pF.

Conform raționamentului prezentat în problema precedentă, deoarece $T = 112$ este suficient de mare față de unitate, rezistența de ieșire este

$$R_e = R_T + R_3 = 1{,}5 + 0{,}75 = 2{,}25 \text{ k}\Omega.$$

Observație. Schema are avantajul unui număr minim de componente: R_1 și R_2 asigură polarizarea lui T_1 și o rezistență din rețeaua Wien, R_T și R_3 asigură reacția în curent continuu și în curent alternativ. În schimb termistorul este parcurs și de curentul continuu I_{C0}, iar reglajul fin al frecvenței este dificil.

14.3. *Pentru oscilatorul cu frecvență variabilă din figura 14.3 să se calculeze:*

a) *valorile rezistențelor necunoscute din montaj astfel încît limitarea amplitudinii de oscilație să se facă pe seama diodelor* DZ_1 *și* DZ_2 *și frecvența de oscilație să poată fi variată în raportul 1/10;*

b) *impedanța de ieșire a oscilatorului rezultat;*

c) *frecvențele minimă și maximă ce pot fi obținute reglînd simultan potențiometrele* P.

Condensatorul C' *se va considera un scurtcircuit la frecvența minimă de oscilație;* $V_{Z1} = V_{Z2} = 3{,}4$ *V. Toate joncțiunile deschise au o cădere de tensiune de 0,6 V. Tranzistoarele au* $h_{fe} = \beta_N = 100$.

Rezolvare

Limitarea amplitudinii de oscilație are loc cu ajutorul diodelor Zener DZ_1 și DZ_2. Pentru ca această limitare să nu fie foarte netă s-a introdus în serie rezistența R care tinde să liniarizeze caracteristica echivalentă a dipolului format din DZ_1, DZ_2 și R.

Reglajul fin al frecvenței are loc cu cele două potențiometre P.

a) Proiectarea va corespunde unei rețele Wien cu elemente egale. Este necesar ca

$$\frac{R_1 + P}{R_2} = 10; \quad R_2 = \frac{P}{9} = 1{,}1 \text{ k}\Omega,$$

pentru a asigura variația frecvenței în raportul 1/10, precum și

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_3 = 1{,}1 \text{ k}\Omega,$$

pentru ca rezistențele din rețea să fie egale.

Pentru a asigura amorsarea impunem $R_6 = R_5/2$ și alegem $R_6 = 1$ kΩ. Mecanismul de limitare impune

$$\frac{2}{3} V_{osc} = V_Z + 0{,}6 = 4 \text{ V},$$

deci $V_{osc} = 6$ V. Deoarece $V_{CC} = 15$ V, tensiunea $|V_{CE2}|$ nu

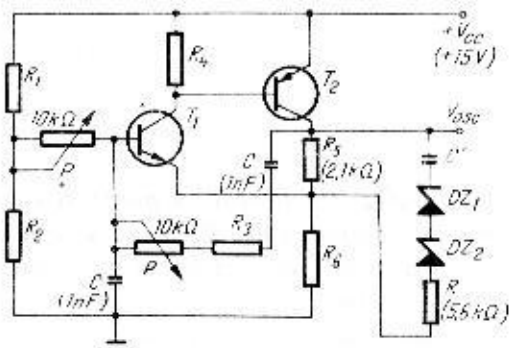


Fig. 14.3

poate depăși 9 V. Vom alege curentul de lucru al lui T_2 la valoarea minimă necesară pentru a evita intrarea în tăiere:

$$I_{C2} \geqslant \frac{V_{osc}}{R_5 + R_6} = \frac{6}{3,1} = 1,94 \text{ mA},$$

și anume $I_{C2} = 2$ mA. Deoarece $|V_{CE2}| = V_{CC} - (R_5 + R_6)I_{C2} = 8,8$ V și $V_{osc} = 6$ V, nu se va pătrunde în regiunea de saturație.

R_4 se va alege astfel încît, pe de o parte să avem $I_{B2} \ll I_{C1}$, iar pe de altă parte R_4 să fie suficient de mare pentru a asigura amplificarea pe buclă. Amplificarea în buclă deschisă este

$$a_V = \frac{R_4 h_{ie2}}{R_4 + h_{ie2}} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_5 R_6} g_{m2}(R_5 + R_6) = \frac{156 R_4}{1,25 + R_4}.$$

Cu $R_4 = 4,3$ kΩ se obține $a_V = 353$ și

$$I_{C1} = \frac{|V_{BE}|}{R_4} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{0,6}{4,3} + \frac{2}{100} = 0,140 + 0,02 = 0,16 \text{ mA}.$$

Pentru determinarea lui R_1 și R_2 dispunem de relațiile

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1,1 \text{ kΩ}$$

și

$$V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + P \right) \frac{I_{C1}}{\beta_F} + (I_{C1} + I_{C2}) R_6 + V_{BE} =$$

$$= (1,1 + 10)0,0016 + 2,16 \cdot 1 + 0,6 = 2,78 \text{ V}.$$

Se observă că putem neglija căderea de tensiune dată de I_{B1} și I_{B2} chiar atunci cînd $P = P_{max} = 10$ kΩ; modificarea lui P pentru reglarea frecvenței de oscilație nu va modifica sensibil polarizarea. Din relațiile de mai sus obținem $R_1 = 5,94$ kΩ și $R_2 = 1,35$ kΩ.

b) Deoarece transmisia pe buclă este $T = \frac{R_6}{R_5 + R_6} a_V = 114 \gg 1$, conform discuției din problema 14.1 rezultă

$$R_6 \cong R_5 + R_6 = 3,1 \text{ kΩ}.$$

c) Obținem

$$f_{osc\ min} = \frac{1}{2\pi C(P_{max} + R_3)} = 14,3 \text{ kHz},$$

și

$$f_{osc\ max} = \frac{1}{2\pi C R_3} = 145 \text{ kHz}.$$

14.4. *Oscilatorul cu punte Wien din figura 14.4, a oferă la ieșire un semnal cu amplitudinea* $V_{osc} = 1$ *V. Se cere să se determine:*

a) *domeniul de variație al frecvenței de oscilație;*

b) *rezistența* R_T *a termistorului în regim permanent de oscilație.*

Pentru ambele tranzistoare se cunosc $\beta_F = h_{fe} = 270$, $|V_{BE}| = 0,6$ V. *Tensiunea pe dioda deschisă este* $V_A = 0,6$ V.

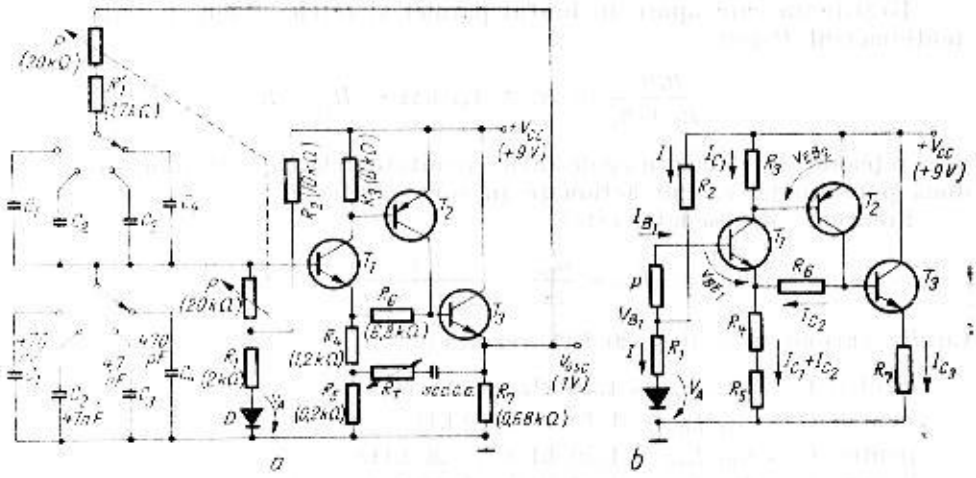


Fig. 14.4, a, b

Rezolvare

a) În schema de curent continuu din figura 14.4, *b* se vor neglija curenții de bază în raport cu cei de colector precum și cu curentul I de polarizare a diodei D. Se va neglija de asemenea căderea de tensiune dată de I_{B1} pe potențiometrul P. Ca urmare

$$\begin{cases} (R_1 + R_2)I = V_{CC} - V_A ; \\ R_3 I_{C1} = V_{EB2} ; \\ R_1 I + V_A = V_{BE1} + (R_4 + R_5)(I_{C1} + I_{C2}) ; \\ R_6 I_{C2} + (R_4 + R_5)(I_{C1} + I_{C2}) = V_{BE3} + R_7 I_{C3}. \end{cases}$$

Din acest sistem $I = 0{,}7$ mA, $I_{C1} = 0{,}1$ mA, $I_{C2} = 0{,}9$ mA, $I_{C3} = 10{,}2$ mA.

Din relațiile

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{EB2} - (R_4 + R_5)(I_{C1} + I_{C2}) ;$$

$$-V_{CE2} = V_{CC} - V_{BE3} - R_7 I_{C3} ;$$

$$V_{CE3} = V_{CC} - R_7 I_{C3},$$

obținem

$$V_{CE1} = 7 \text{ V}, \; V_{CE2} = -1{,}48 \text{ V}, \; V_{CE3} = 2{,}08 \text{ V}.$$

Deoarece $V_{CE} = 1$ V, nu se pătrunde în regiunea de saturație.

Pentru calculele de curent alternativ deducem

$$h_{ie1} = \frac{kT}{qI_{C1}}\beta_{F1} = \frac{\beta_{F1}}{40\, I_{C1}} = 67{,}5 \text{ k}\Omega ; \; h_{ie2} = 7{,}5 \text{ k}\Omega ; \; h_{ie3} = 0{,}66 \text{ k}\Omega.$$

Rezistența dinamică a diodei este

$$R_i \cong \frac{kT}{qI} = 37 \; \Omega.$$

Rezistența care apare în brațul paralel al rețelei Wien în serie cu potențiometrul P este

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_4 \cong 1{,}7\ \text{k}\Omega = R_1' = R,$$

deci rețeaua are elemente egale (atît comutatoarele capacităților, cît și cele două potențiometre, sînt acționate în consecință).

Frecvența de oscilație este:

$$f_{osc} = \frac{\omega_{osc}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(P + R)C}.$$

Cu P variind între 0 și 20 kΩ, rezultă:

pentru $C = C_1$, $f_{osc} = 15{,}6$ Hz...200 Hz;
pentru $C = C_2$, $f_{osc} = 156$ Hz...2 kHz;
pentru $C = C_3$, $f_{osc} = 1{,}56$ kHz... 20 kHz;
pentru $C = C_4$, $f_{osc} = 15{,}6$ kHz...200 kHz.

Modulul impedanței de intrare în rețeaua Wien, la $\omega = \omega_{osc}$, este

$$\left|\underline{Z}_{iW}\right|_{\omega=\omega_{osc}} = \frac{3}{\sqrt{2}}(R + P),$$

avînd valoarea minimă de 3,6 kΩ la $P = 0$.

Modulul impedanței de ieșire din rețeaua Wien, la $\omega = \omega_{osc}$, este

$$\left|\underline{Z}_{oW}\right|_{\omega=\omega_{osc}} = \frac{\sqrt{2}}{3}(P + R),$$

avînd valoarea maximă pentru $P = 20$ kΩ, și anume 10,2 kΩ.

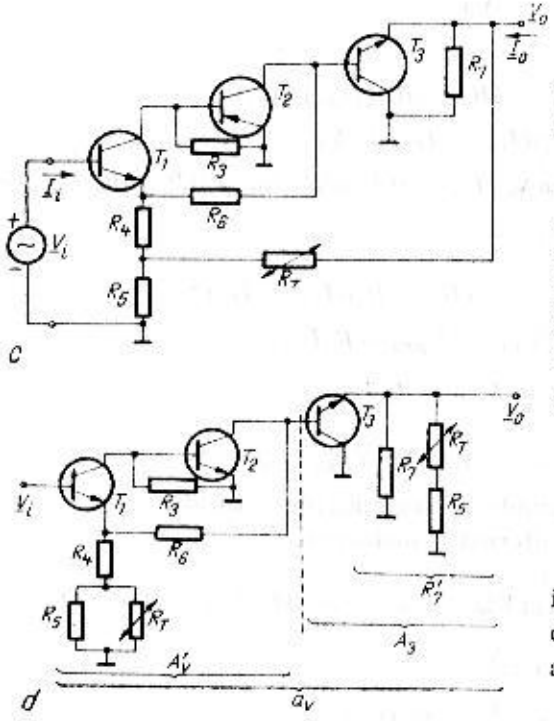


Fig. 14.4, c, d

b) Schema de curent alternativ a amplificatorului este reprezentată în figura 14.4, *c*. Reacția negativă globală se aplică prin R_7 și R_5. Amplificatorul în buclă deschisă este reprezentat în figura 14.4, *d* și are amplificarea $a_V = A_3 A_V'$, unde

$$A_3 = \frac{(h_{fe} + 1)R_7'}{h_{ie,3} + (h_{fe} + 1)R_7'},$$

$$R_7' = \frac{R_5(R_7 + R_8)}{R_5 + R_7 + R_8},$$

iar A_V' este amplificarea primelor două etaje cu reacția negativă aplicată prin R_6 și

$$R_6' = R_3 + \frac{R_5 \cdot R_7}{R_5 + R_7}.$$

R_T nu este cunoscut, dar chiar în cazul cel mai nefavorabil cînd R_7' ar avea valoarea minimă

$$(R_7')_{min} = R_7'\Big|_{R_T=0} = \frac{R_7 \cdot R_8}{R_7 + R_8} \cong R_8$$

h_{ie3} ar fi neglijabil în expresia lui A_3 și $A_3 \cong 1$.

Pentru a calcula A_V' vom desface și aici bucla de reacție, obținînd circuitul în buclă deschisă din figura 14.4, *e*, cu amplificarea a_V'.

Ca ipoteză de lucru vom neglija rezistența de intrare în etajul realizat cu T_3:

$$R_{i3} = h_{ie3} + (h_{fe} + 1)R_7'.$$

Etajul cu T_1 are o amplificare apropiată de unitate și o vom aproxima ca atare. Etajul cu T_2 are

$$|A_2|_{min} = g_{m2}(R_6 + R_4') = 3\,264.$$

Funcția de transfer a rețelei de reacție este

$$f_V' = \frac{R_4'}{R_4' + R_6}$$

și are valoarea minimă pentru R_4' minim egal cu R_4 deci $(f_V')_{min} = 0{,}15$ și transmisia pe buclă minimă este egală cu 490. Ca urmare

$$a_V \cong \frac{1}{f_V'} = 1 + \frac{R_6}{R_4'}$$

și amplificarea circuitului din figura 14.4, *c* este

$$A_V = \frac{a_V}{1 + f_V a_V},$$

unde

$$f_V = \frac{R_4}{R_4 + R_T},$$

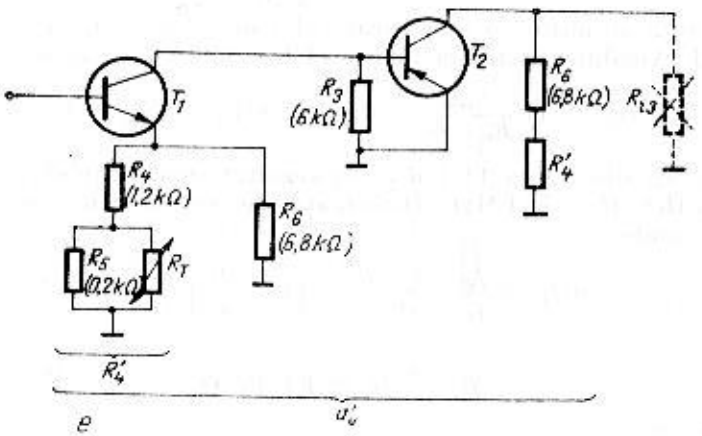


Fig. 14.4, e

deci

$$A_V = \frac{1}{f'_V - f_V} = \frac{1}{\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_3}{R_4 + \dfrac{R_5 R_{\mathcal{P}}}{R_5 + R_{\mathcal{P}}}}} + \dfrac{R_5}{R_5 + R_{\mathcal{P}}}}.$$

Această relație este o ecuație de gradul al doilea în $R_{\mathcal{P}}$. Preferăm o rezolvare aproximativă, cu

$$R_4 \gg \frac{R_5 R_{\mathcal{P}}}{R_5 + R_{\mathcal{P}}},$$

de unde

$$R_{\mathcal{P}} = R_5 \left(\frac{1}{\dfrac{1}{A_V} - \dfrac{R_3}{R_3 + R_5}} - 1 \right).$$

Pentru rețeaua Wien cu elemente egale amplificatorul de tensiune are $A_V = 3$, de unde $R_{\mathcal{P}} = 0{,}89\ \text{k}\Omega$. Ținînd seama de neglijarea de mai sus, vom propune o valoare mai mare, $R_{\mathcal{P}} = 1\ \text{k}\Omega$, pentru care $A_V = 2{,}994 \cong 3$.

În emitorul lui T_3, R_7 apare în paralel cu $R_{\mathcal{P}}$ în serie cu R_6. Sarcina pe care lucrează T_3 este prin urmare 0,43 kΩ și amplitudinea curentului alternativ de emitor este 2,32 mA. Deoarece $I_{c3} = 10{,}2$ mA, tranzistorul nu intră în tăiere.

Cu valoarea $R_{\mathcal{P}} = 1\ \text{k}\Omega$ calculăm $R'_7 = 0{,}434\ \text{k}\Omega$. $R_{i3} = 118\ \text{k}\Omega$, $R'_4 = 1{,}37\ \text{k}\Omega$; sarcina lui T_2 este $R'_6 = 7{,}64\ \text{k}\Omega$ și amplificarea lui este $-2\,997$. Amplificarea lui T_1 în schema din figura 14.4, *e* este

$$A_1 = -\frac{R'_3}{\dfrac{R'_1 R_s}{R'_1 - R_s}}, \quad R'_3 = \frac{R_3 h_{ie2}}{R_3 + h_{ie2}}$$

și $A_1 = -2{,}92$, deci $a'_V = A_1 A_2 = 8\,751$. Calculăm $f'_V = 0{,}168$ și transmisia pe buclă este $T = 1\,470$, deci $a_V \cong 1/f'_V$, cu o foarte bună aproximație.

Rezistența de intrare a amplificatorului din figura 14.4, *c*, R_i, se calculează astfel. Amplificatorul din figura 14.4, *e* are rezistența de intrare

$$h_{ie1} + (h_{fe} + 1)\frac{R'_4 R_6}{R'_4 + R_6} = 67{,}5 + 271\,\frac{1{,}37 \cdot 6{,}8}{1{,}37 + 6{,}8} = 376{,}5\ \text{k}\Omega.$$

Pentru schema din figura 14.4, *d* acest rezultat se multiplică prin $1 + T$; obținem astfel $R'_i = 554\ \text{M}\Omega$. Rezistența de intrare R_i este egală cu $R'_i(1 + T)$, unde

$$T = a_V f_V = \frac{f_V}{f'_V} = \frac{R_5}{R_5 + R_{\mathcal{P}}}\left(1 + \frac{R_3}{R'_4}\right) = 0{,}99 \cong 1$$

și

$$R_i \cong 2R'_i \cong 1{,}1 \cdot 10^9\ \Omega.^*$$

---

* De fapt R_i are o valoare mult mai mică; au fost făcute neglijări în schema echivalentă a tranzistorului (de pildă rezistența colector-bază este de ordinul megaohmilor).

Deoarece rezistența de ieșire maximă a rețelei Wien este de 10,2 kΩ, rețeaua lucrează practic în gol.

Fie R_o rezistența de ieșire a circuitului din figura 14.4, *c*, care se calculează cu formula

$$R_o = \frac{R_o'}{1 + T},$$

unde

$$\frac{1}{R_o'} = \frac{1}{R_p + R_b} + \frac{1}{R_3} + \frac{h_{re} + 1}{h_{ie} + R_o''},$$

iar R_o'' este rezistența de ieșire a circuitului din figura 14.4, *c*:

$$R_o'' = \frac{R_4 + R_3'}{1 + T'} = 5{,}6\ \Omega;$$

obținem

$$R_o' \cong \frac{h_{ie} + R_o''}{h_{fe} + 1} = 2{,}46\ \Omega$$

și $R_o \cong 1{,}23\ \Omega$. Această valoare este extrem de mică în comparație cu valoarea minimă a impedanței de intrare a rețelei Wien, deci amplificatorul lucrează practic în gol.

Observație. Aplicarea teoriei reacției trebuie făcută cu precauție pentru că la intrare nu avem o configurație de buclă propriu-zisă. Dacă tranzistorul are rezistența de ieșire $1/h_{oe}$ suficient de mare, atunci generatorul care dă semnalul de reacție în emitorul lui T_1, în serie cu $R_4' R_B /\!/ R_4' = R_6$, poate fi mutat în bază, în serie cu semnalul dat de generator (fig. 14.4, *e*).

În figura 14.4, *d* semnalul de reacție care apare în serie cu $R_3 R_p /\!/ (R_3 + R_p)$ poate fi mutat în emitor dacă se neglijează curentul care curge prin rezistența R_b (impedanța de intrare în T_2 este foarte mare). Mai departe semnalul este mutat în bază, exact ca mai sus.

14.5. *Pentru oscilatorul cu punte Wien din figura 14.5, a să se determine:*

a) *frecvența de oscilație și valoarea minimă a rezistenței neliniare* R_p *pentru amorsarea oscilațiilor;*

b) *valoarea maximă a amplitudinii de oscilație care poate fi furnizată de circuit.*

Se cunosc $\beta_{F1} = h_{fe\,1} = 15$, $\beta_{F2} = h_{fe\,2} = 120$ *și pentru ambele tranzistoare* $|V_{BE}| = 0{,}6\ V$.

Rezolvare

a) Oscilatorul folosește o rețea Wien cu elemente egale ca divizor (selectiv) de tensiune. Se verifică

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1{,}6\ \text{k}\Omega = R.$$

Amplificatorul de tensiune cuprinde etajele cu T_1 și T_2 și rețeaua de reacție negativă de tensiune serie formată din R_2 și R_3. Presupunând

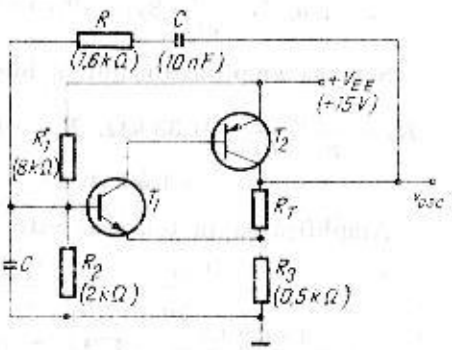


Fig. 14.5, a

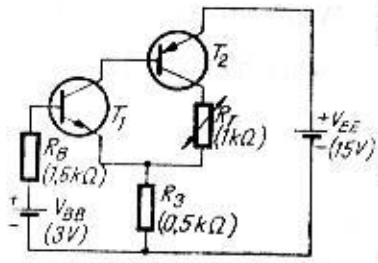


Fig. 14.5, b

o reacție puternică (ceea ce se va verifica), obținem un amplificator de tensiune cu

$$A_V \cong 1 + \frac{R_T}{R_3},$$

iar rețeaua de reacție determină frecvența de oscilație

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \cong 10 \text{ kHz}$$

la care trebuie să avem $A_V = 3$ pentru a compensa atenuarea rețelei. De aici

$$R_T = 2R_3 = 1 \text{ k}\Omega.$$

Pentru verificare vom analiza funcționarea amplificatorului.

Schema de curent continuu este reprezentată în figura 14.5, *b*. Curentul I_{C1} se determină aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul bazei lui T_1:

$$V_{BB} = R_B \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}} + V_{BE1} + R_3\left(\frac{\beta_{F1}+1}{\beta_{F1}} I_{C1} + \beta_{F2} I_{C1}\right),$$

de unde

$$I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta_{F1}} + R_3\left(\frac{\beta_{F1}+1}{\beta_{F1}} + \beta_{F2}\right)} = \frac{3 - 0{,}6}{\frac{1{,}6}{15} + 0{,}5\left(\frac{16}{15} + 120\right)} = 0{,}0396 \text{ mA}.$$

Dacă luăm în considerare numai căderea de tensiune dată de

$$I_{C2} = \beta_F I_{C1} \text{ pe } R_3,$$

obținem

$$I_{C1} \cong \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\beta_{F1} R_3} = 0{,}04 \text{ mA},$$

valoare suficient de precisă. Avem

$$I_{C2} = 4{,}8 \text{ mA}, \; V_{CB2} \cong -V_{EE} + (R_T + R_1) I_{C2} = -15 + 1{,}5 \cdot 4{,}8 =$$
$$= -7{,}8 \text{ V} \text{ și } V_{CE1} \cong V_{EE} - V_{EB2} - R_3 I_{C2} =$$
$$= 15 - 0{,}6 - 0{,}5 \cdot 4{,}8 = 12 \text{ V}.$$

Calculăm

$$h_{ie1} = \frac{kT}{qI_{C1}} \beta_{F1} = 9{,}75 \text{ k}\Omega; \; h_{ie2} = \frac{kT}{qI_{C1}} \beta_{F2} = 0{,}65 \text{ k}\Omega.$$

Schema amplificatorului în buclă deschisă apare în figura 14.5, *c*, unde

$$R_e = \frac{R_3 R_T}{R_3 + R_T} = 0{,}33 \text{ k}\Omega, \; R'_e = R_3 + R_T =$$
$$= 1{,}5 \text{ k}\Omega.$$

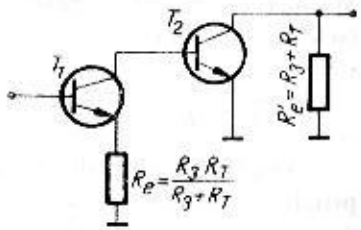


Fig. 14.5, c

Amplificarea în tensiune este

$$a_V = \frac{h_{fe1} h_{fe2}}{h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) R_e} \cdot \frac{h_{fe2} R'_e}{h_{ie2}} =$$
$$= \frac{15 \cdot 120 \cdot 1{,}5}{9{,}75 + 16 \cdot 0{,}33} = 179{,}6 \cong 180.$$

iar transmisia pe buclă

$$T = f_V a_V = \frac{1}{3} a_V = 60 \gg 1,$$

deci se verifică $a_V \cong 1/f_V = 3$.

Rezistența de intrare în buclă deschisă este

$$R_i = (1 + T)[h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)R_e] \cong 900 \text{ k}\Omega,$$

iar rezistența de ieșire

$$R_o = \frac{R'_e}{1 + T} \cong 25 \ \Omega.$$

Comparînd cu impedanța de intrare și respectiv de ieșire a rețelei Wien (a se vedea problema 14.4) se verifică că aceasta este atacată în tensiune și citită în tensiune.

b) Alegerea termistorului $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ se va face ținînd seama de puterea disipată. Puterea de curent continuu este $R_T \cdot I_{C2}^2 = 10^3 \cdot (0{,}0048)^2 \text{W} \cong$ $\cong 23$ mW. Puterea de curent alternativ depinde de mărimea semnalului. Acesta este limitat prin intrare în saturație și respectiv în tăiere.

Dacă considerăm circuitul în buclă deschisă, sarcina lui T_2 este $R'_s = R_T + R_3 = 1{,}5 \text{ k}\Omega$ și curentul alternativ de colector trebuie să satisfacă condiția

$$\frac{V_{osc}}{R_T + R_3} < I_{C2} = 4.8 \text{ mA},$$

de unde $V_{osc} < 7{,}2$ V. Deoarece $|V_{CE2}| = 7{,}8$ V, limitarea apare datorită intrării în tăiere. Alegînd $V_{osc} = 7{,}2$ V, o putere totală disipată pe tranzistor va fi:

$$P_d = R_T I_{C2}^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{2}{3} V_{osc}\right)^2 \frac{1}{R_T} = 23 + 11{,}5 = 34{,}5 \text{ mW}.$$

Observație. Schema are avantajul simplității. Curentul de colector al lui T_1

$$I_{C1} = \beta_{F1} I_{C1} \cong \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_3}$$

este practic independent de dispersia lui β_F și de variația acestuia cu temperatura. Efectul temperaturii apare prin intermediul lui V_{BE}. Pentru o variație $\Delta T = 50°\text{C}$, de exemplu cu $\Delta v_{BE}/\Delta T = -2$ mV/°C, curentul I_{C1} crește cu 4%.

14.6. *Pentru oscilatorul* RC *din figura 14.6, a se calculeze:*

a) *rezistențele necunoscute astfel încît amplitudinea oscilației la ieșire să poată fi maximă;*

b) *impedanța de ieșire din montaj.*

Rezistența R_1 *este un termistor. Tranzistoarele sînt date prin următorii parametri:* $h_{fe} = \beta_F = 100$ *și* $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Oscilatorul cuprinde un amplificator de tensiune cu T_1, T_2, R_4, R_5 și o rețea de reacție pozitivă formată din capacitățile C, R_3 și R_1 în paralel cu R_2 (fig. 14.6, *b*). Topologia acestei rețele corespunde funcționării cu un amplificator de tensiune. Pentru ca rețeaua să aibă elemente egale impunem

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_3 = 10 \text{ k}\Omega = R.$$

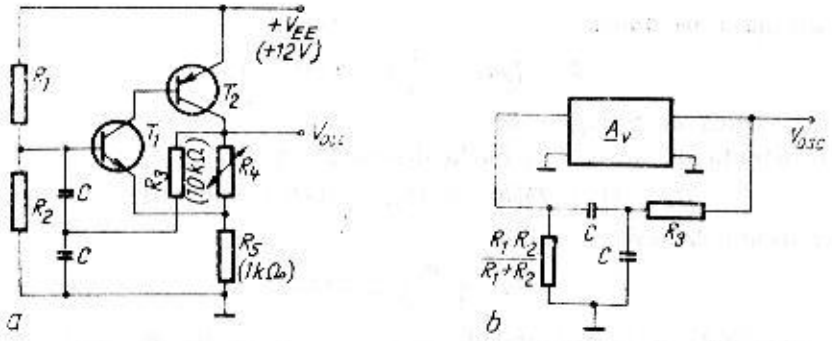


Fig. 14.6

Funcția de transfer a rețelei privită ca atenuator de tensiune este

$$\underline{F}_V(j\omega) = \frac{1}{3 - j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)},$$

iar oscilații apar pentru $\underline{F}_V(j\omega_{osc})$ real, deci

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Amplificarea amplificatorului de tensiune este dată de

$$\underline{A}_V = 1 + \frac{R_4}{R_5} = \underline{F}(j\omega_{osc}) = \frac{1}{3},$$

deci

$$R_4 = 2R_5 = 2\ \text{k}\Omega.$$

R_1 și R_2 se vor determina din condiția de polarizare:

$$I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_5};\quad V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{EE}.$$

Alegerea lui I_{C2} se va face astfel încît amplitudinea oscilației la ieșire să fie maximă: aceasta se petrece atunci cînd tranzistorul intră simultan în saturație și în tăiere. Definind saturația cu $V_{CE} = 0$, V_{osc} maxim datorită intrării în saturație este $(V_{EE} - |V_{BE}|)/2 = 5{,}7$ V, iar datorită intrării în tăiere este $I_{C2}(R_4 + R_5)$, de unde $I_{C2} = 1{,}9$ mA, $V_{BB} = 2{,}5$ V și $R_1 = 48\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 12{,}63\ \text{k}\Omega$.

14.7. *Se dă oscilatorul* RC *din figura 14.7, a.*

a) *Să se determine* R_{C1} *și* R *pentru ca* $I_{C1} = 1$ *mA și* $V_{CE,2} = 4$ V.

b) *Fie* $R' = R$. *Se cere valoarea minimă a lui* R *pentru care montajul funcționează ca oscilator* (C_R *și* C_R *sînt considerate scurtcircuite*).

c) *Să se calculeze frecvența de oscilație pentru* $C = 10$ *nF și* $R = R'$.

d) *Să se repete punctele* b *și* c *pentru* $R' = 2R$.

e) *Revenim la situația descrisă de punctele* a — c, *cu* $R_2 = R_{2\,min}$ *calculat la punctul* b. *Cum se modifică funcționarea circuitului atunci cînd* R *variază în jurul valorii determinate la punctul* a ?

Tranzistoarele sînt identice, cu $\beta_F = h_{fe} = 100$ *și* $V_{BE} = 0{,}6$ V.

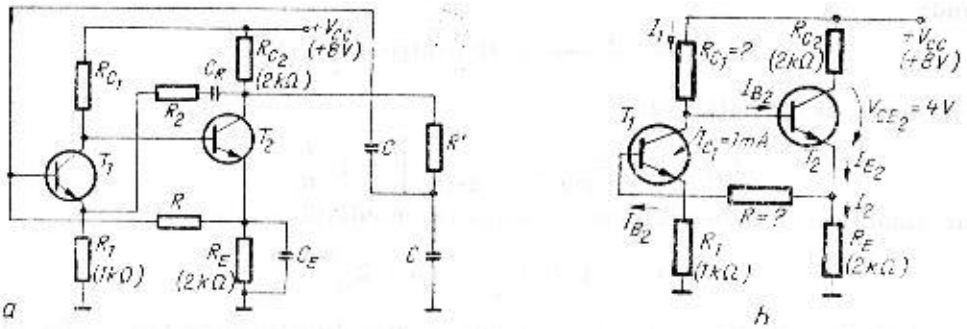


Fig. 14.7, a, b

Rezolvare

a) Circuitul de polarizare este redesenat în figura 14.7. *b*. Cu $I_{C_2} \cong I_{E_2}$ şi $I_{B_1} \ll I_{E_2}$ se obţine

$$I_{C_2} \cong \frac{V_{CC} - V_{CE_2}}{R_{C_2} + R_E} = 1 \text{ mA}.$$

Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul ce cuprinde rezistenţele R_{C_1} şi R_{C_2}, obţinem relaţia

$$R_{C_1} I_1 = R_{C_2} I_{C_2} + V_{CE_2} - V_{BE_2} = R_{C_1}(I_{C_1} + I_{B_1}) \cong R_{C_1} I_{C_1},$$

de unde

$$R_{C_1} = 5{,}4 \text{ k}\Omega.$$

R se află din ecuaţia

$$R_E(I_{E_2} - I_{B_1}) = RI_{B_1} + V_{BE_1} + R_1 I_{B_1},$$

de unde

$$R \cong \frac{R_E I_{C_1} - R_1 I_{C_1} - V_{BE_1}}{I_{C_1}} \beta_F = 40 \text{ k}\Omega.$$

Se verifică funcţionarea lui T_1 în regiunea activă normală:

$$V_{CE_1} = V_{CC} - R_{C_1} I_{C_1} - R_1 I_{B_1} \cong V_{CC} - (R_{C_1} + R_1) I_{C_1} = 1{,}6 \text{ V}.$$

b) Schema de curent alternativ este reprezentată în figura 14.7, *c*. Ea cuprinde un amplificator de tensiune realizat cu ajutorul unei reacţii negative prin R_2 şi R_1, precum şi reţeaua de reacţie pozitivă formată din R, R' şi capacităţile C. Funcţia de transfer în tensiune a acesteia din urmă este

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\frac{R'}{R''} + j\omega\left(\omega CR' - \frac{1}{\omega CR''}\right)},$$

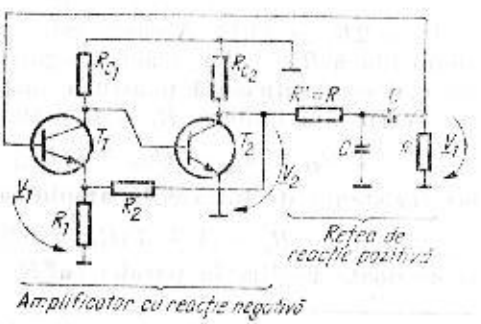


Fig. 14.7, c

unde

$$R'' = \frac{RR_i}{R + R_i} \cong R \text{ pentru } R_i \gg R.$$

Frecvența de oscilație este

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R'R''}} = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{1 + \frac{R}{R_i}},$$

iar amplificarea necesară pentru susținerea oscilațiilor este

$$A_V = 1 + 2\frac{R'}{R''} = 3 + 2\frac{R}{R_i}.$$

Valoarea minimă a lui R_2 necesară pentru funcționarea circuitului ca oscilator se determină în principiu din relația de mai sus, unde atît A_V cît și R_i depind de R_2. Dacă reacția negativă aplicată prin R_2 și R_1 este suficient de puternică, atunci $R_i \gg R$ și calculele se simplifică. Verificăm acest lucru mai jos.

În bucla deschisă, amplificarea primului etaj este

$$A_1 = -\frac{h_{fe}}{h_{ie1} + (h_{fe} + 1)R_{1,2}} \cdot \frac{R_{C1}h_{ie2}}{R_{C1} + h_{ie2}} = -2{,}5,$$

unde

$$R_{1,2} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}67\ \text{k}\Omega,$$

iar

$$h_{ie1} = \frac{kT}{qI_{C1}}\beta_F = 2{,}6\ \text{k}\Omega\ ;\ h_{ie2} = \frac{kT}{qI_{C2}}\beta_F = 2{,}6\ \text{k}\Omega.$$

Amplificarea etajului cu T_2 este

$$A_2 = -\frac{h_{fe}}{h_{ie2}} \cdot \frac{R_{C2}(R_1 + R_2)}{R_{C2} + R_1 + R_2} = -46,$$

deci

$$a_V = A_1A_2 = 115$$

și

$$T = a_Vf_V = a_V\frac{R_i}{R_i + R_V} = 38{,}33 \gg 1$$

de unde, presupunînd și $R_i \gg R$,

$$A_V = \frac{a_V}{1 + a_Vf_V} \cong \frac{1}{f_V} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 + 2\frac{R}{R_1} \cong 3$$

și $R_2 = 2R_1 = 2\ \text{k}\Omega$. Aceasta este valoarea minimă $R_{2m} = 2\ \text{k}\Omega$ cerută în enunț (dacă $R_2 < R_{2m}$, reacția negativă este mai puternică și amplificarea A_V nu mai este suficientă pentru a susține oscilațiile).

Verificăm ipoteza $R_i \gg R$ astfel: în buclă deschisă primul etaj oferă

$$R_{i1} = h_{ie1} + (h_{fe} + 1)R_{1,2} = 2{,}6 + 101 \cdot 0{,}67 \cong 176\ \text{k}\Omega,$$

iar rezistența de intrare în amplificatorul cu reacție este*

$$R_i = (1 + T)R_{i1} \cong 6{,}9\ \text{M}\Omega \gg R = 40\ \text{k}\Omega$$

și se poate neglija în paralel cu R.

---

* De fapt rezistența de intrare este mai mică; s-au făcut neglijări în circuitul echivalent al tranzistorului (a se vedea și problema 14.4).

c) Frecvența de oscilație pentru $R = R' = 40\ \text{k}\Omega$ este

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi 4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-8}} = 398\ \text{Hz} \cong 0{,}4\ \text{kHz}.$$

d) Reluînd formulele deduse la punctul *b* și înlocuind $R' = 2R$, $R'' = R$, obținem

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}\,RC} = 281\ \text{Hz} \cong 0{,}28\ \text{kHz};$$

$$A_V = 5 \cong 1 + \frac{R_2}{R_1};\quad R_2 = 4R_1 = 4\ \text{k}\Omega$$

(R_{2m} are acum valoarea 4 kΩ).

e) În circuit $R_{C1} = 5{,}4\ \text{k}\Omega$, $R' = 40\ \text{k}\Omega$, $R_2 = R_{2\,min} = 2\ \text{k}\Omega$ și R variază în jurul lui $R = 40\ \text{k}\Omega$. Notăm $R = kR$. Se obține

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi R'C\sqrt{k}};\quad A_{V\,min} = 1 + \frac{2}{k}.$$

Relația de mai sus dă valoarea minimă necesară susținerii oscilațiilor. Este necesar ca

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 > 1 + \frac{2}{k},$$

deci $k > 1$. Dacă R scade sub valoarea $R = R' = 40\ \text{k}\Omega$ ($k < 1$), atunci oscilațiile dispar. Dacă $R > 40\ \text{k}\Omega$ ($k > 1$), atunci oscilațiile cresc în amplitudine și se vor limita datorită neliniarității caracteristicilor tranzistoarelor. Frecvența oscilațiilor scade ($f_{osc} \sim k^{-1/2}$), oscilațiile se distorsionează.

Mărirea lui R dincolo de o anumită limită duce însă la saturarea lui T_2 și întreruperea oscilațiilor. Într-adevăr, creșterea lui R duce la scăderea lui I_{B1} și I_{C1}, la creșterea potențialului bazei lui T_2 și la creșterea lui I_{C2}. Analitic (fig. 14.7, *b*)

$$I_{C2} \cong I_{E2} = \frac{1}{R_E} \cdot (V_{CC} - V_{BE2} - R_{C1}I_1),$$

unde

$$I_1 = \frac{\beta_s(V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE2})}{R + \beta_s(R_{C1} + R_2)}.$$

Curentul de saturație al lui T_2 este

$$I_{C2\,sat} \cong \frac{V_{CC}}{R_{C2} + R_E} = 2\ \text{mA}$$

și $I_{C2} = I_{C2\,sat}$ pentru $R = 440\ \text{k}\Omega$. Ca urmare, oscilatorul funcționează pentru

$$40\ \text{k}\Omega < R < 440\ \text{k}\Omega.$$

Observație. Calculul de mai sus a fost făcut în ipoteza funcționării la semnale mici. La semnale mari, datorită distorsiunilor componenta medie a mărimilor electrice nu mai corespunde cu componenta continuă calculată în absența semnalului. Ca urmare, ar fi de așteptat ca limita superioară de ieșire din oscilație ($R = 440\ \text{k}\Omega$) să nu se verifice experimental. Totuși, micșorînd R de la valori mari la $R = 440\ \text{k}\Omega$, T_2 iese din saturație și oscilațiile trebuie să apară, deoarece $A_V \cong 3 > A_{V\,min} = 1 + 2/k = 1 + 2/11 = 1{,}18$.

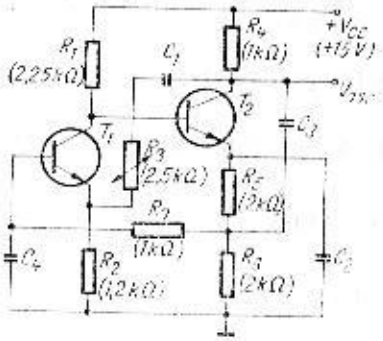


Fig. 14.8, a

14.8. *În montajul din figura 14.8, a* R_3 *este un termistor. Tranzistoarele sînt identice și au* $h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0.6$ *V. Se cere:*

a) să se indice care condensatoare trebuie să fie scurtcircuite la frecvența de oscilație;

b) să se calculeze valorile celorlalte condensatoare din montaj pentru ca $f_{osc} = 10$ *kHz.*

Rezolvare

a) Amplificatorul cu două etaje are o reacție negativă de tensiune serie prin divizorul de tensiune format din R_3 și R_2 (condensatorul C_1 este destinat blocării componentei continue și trebuie să se comporte ca un scurtcircuit). Dacă reacția negativă este suficient de puternică, ea transformă amplificatorul într-un amplificator de tensiune. Rețeaua de reacție pozitivă, conectată între colectorul lui T_2 și baza lui T_1 trebuie atacată în tensiune și citită în tensiune. Rețeaua trebuie să fie de tipul indicat în figura 14.8, *b*. Identificăm $\underline{Z}_1$ cu $1/j\omega C_3$ și $\underline{Z}_2$ cu $1/j\omega_3 C$. C_2 trebuie să fie un scurtcircuit, aducînd emitorul lui T_2 la masă cu atît mai mult cu cît cea mai mare parte a amplificării de tensiune în buclă deschisă se obține pe seama etajului cu T_2. Ca urmare rețeaua de reacție pozitivă (selectivă) este cea pusă în evidență în figura 14.8, *c* (a se compara cu figura 14.6, *b*). Dacă această rețea ar avea elemente egale, funcția de transfer în tensiune ar fi

$$\underline{F}_V(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}.$$

Frecvența de oscilație se obține pentru $\underline{F}_V(j\omega)$ real:

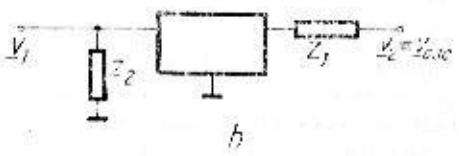
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC},$$

iar amplificatorul de tensiune trebuie să aibă

$$A_V \cong 1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{1}{\underline{F}_V(j\omega_{osc})} = 3,$$

ceea ce corespunde cu valorile numerice indicate în figura 14.8, *a*. Se verifică

$$R_7 = \frac{R_6 R_5}{R_5 + R_6} = 1\ \text{k}\Omega = R$$



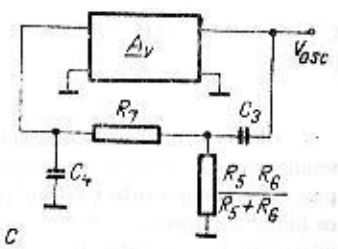


Fig. 14.8, b, c

și se ajunge la concluzia că și capacitățile din rețea trebuie să fie egale ($C_3 = C_4$).

$$b)\ C = \frac{1}{2\pi R f_{osc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^4} \cong 16\ \text{nF}.$$

14.9. *În figura 14.9, a este reprezentat un oscilator cu rețea Wien modificată (divizor de curent). Rezistența* R_6 *este un termistor,* $I_{C2} = 2\ mA$, *iar C' este un scurtcircuit la frecvența de oscilație. Se cere să se calculeze:*

a) *valorile rezistențelor necunoscute;*

b) *valoarea lui C pentru* $f_{osc} = 50\ kHz$;

c) *impedanța de ieșire din oscilator.*

Tranzistoarele sînt identice, cu $h_{ie} = \beta_{fe} = 100$, $V_{BE} = 0{,}6\ V$.

Rezolvare

Amplificatorul are o reacție negativă de curent paralel (cu eșantionare pe buclă și comparare în nod), aplicată prin divizorul de curent format din R_4 și R_6 (eșantionează curentul de emitor al lui T_2 și îl injectează în baza lui T_1).

Reacția pozitivă selectivă este aplicată prin grupul paralel R_5, C și grupul serie R_3, C. Este o rețea cu elemente egale ($R_3 = R_5 = 2\ \text{k}\Omega = R$). Funcția de transfer în curent este reală și egală cu 1/3 la

$$f = f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Semnalul se poate culege în emitor, cu condiția ca sarcina să fie o rezistență fixă și de valoare mare, pentru a nu perturba funcționarea oscilatorului.

a) Deoarece divizorul format din R_6 și R_4 trebuie să asigure (la funcționarea în scurtcircuit) un raport de divizare 1/3, vom obține

$$R_6 = 0{,}5\ R_4 = 1{,}65\ \text{k}\Omega.$$

Rezistența R_1 va fi aleasă în legătură cu amplificarea în buclă deschisă. Aceasta se calculează pe schema din figura 14.9, *b* și are valoarea

$$|a_I| = \frac{R_4 + R_6}{R_4 + R_6 + h_{ie1}} h_{fe} \frac{R_1}{R_1 + h_{ie2} + (h_{fe} + 1)\dfrac{R_4 R_6}{R_4 + R_6}} h_{fe}$$

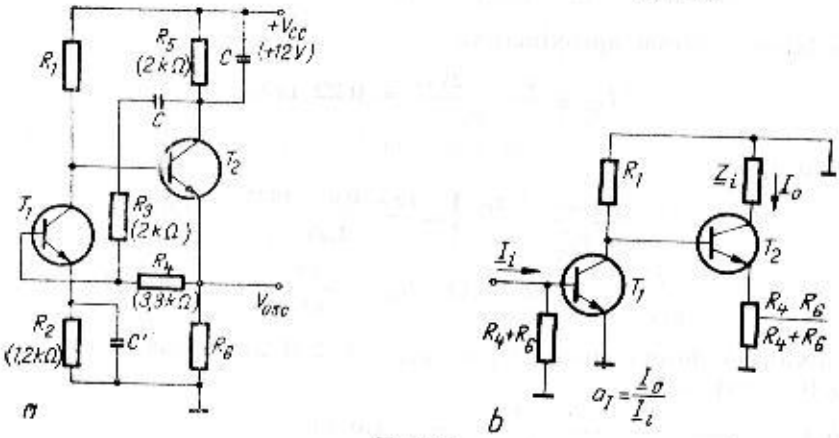


Fig. 14.9

unde h_{ie1} și h_{ie2} depind de punctul static de funcționare și deci și de R_1. Dacă dorim să maximizăm pe $|a_I|$ vom determina pe R_1 din ecuația

$$\frac{\partial |a_I|}{\partial R_1} = 0.$$

Pentru simplitate vom neglija pe h_{ie2} în expresia lui a_I. Parametrul h_{ie1} depinde de I_{C1}. Neglijînd curenții de bază în raport cu cei de colector, rezultă

$$V_{CC} = R_1 I_{C1} + V_{BE} + \frac{R_4}{\beta_F} I_{C1} + V_{BE} + R_2 I_{C1}$$

și

$$h_{ie1} = \frac{kT}{qI_{C1}} \beta_F = \frac{kT}{q} h_{fe} \frac{R_1 + R_2 + \frac{R_4}{\beta_F}}{V_{CC} - 2V_{BE}}.$$

Funcția $|a_I| = |a_I(R_1)|$ este de forma

$$|a_I| = const \frac{R_2}{\left(R_1 + h_{fe} \frac{R_4 R_6}{R_4 - R_6}\right)[R_4 + R_6 + h_{ie1}(R_1)]}$$

și prin egalarea cu zero a derivatei obținem o valoare optimă a lui R_1 (se verifică ușor că $|a_I|$ are un maxim)

$$R_{1\,opt} = \sqrt{R_4 R_6 \left[\frac{h_{fe} R_2 + R_4}{R_4 + R_6} + \frac{q}{kT}(V_{CC} - 2V_{BE})\right]}.$$

Cu datele din problemă găsim $R_1 = 49$ kΩ. Dacă se neglijează primul termen din paranteză se obține o valoare foarte apropiată (47,55 kΩ), deci

$$R_{1\,opt} \cong \sqrt{R_4 R_6 \frac{q(V_{CC} - 2V_{BE})}{kT}}.$$

Pentru $R_1 = 49$ kΩ determinat mai sus, obținem

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1 + R_2 + R_4/\beta_F} = \frac{12 - 1{,}2}{49 + 1{,}2 + 0{,}033} = 0{,}21 \text{ mA}.$$

Putem folosi expresia aproximativă

$$I_{C1} \cong \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_1} = 0{,}22 \text{ mA}.$$

Calculăm apoi

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_1 I_{C1}}{R_6} = \frac{12 - 0{,}6 - 10{,}29}{1{,}65} \cong 0{,}67 \text{ mA};$$

$$h_{ie1} = \frac{kT}{qI_{C1}} h_{fe} = 12{,}4 \text{ kΩ}; \quad h_{ie2} = \frac{kT}{qI_{C2}} h_{fe} \cong 3{,}9 \text{ kΩ}.$$

Cu valorile de mai sus se obține $|a_I| = 852$ și transmisia pe buclă $f_1 a_I = 852/3 = 284 \gg 1$.

b) $C = \frac{1}{2\pi R_3 f_{osc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^4} = 1{,}6$ nF.

c) Rezistența de ieșire (în emitorul lui T_2), R_0, se calculează cu formula

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6} + \frac{h_{fe} + 1}{R_s + h_{ies}}$$

și se obține $R_0 = 0{,}35\ k\Omega$.

14.10. *Se dă oscilatorul cu schema din figura 14.10, a în care* $V_{CC} = 9\ V$, $R_4 = 500\ \Omega$, $R_5 = 1\ k\Omega$, $C = 1\ nF$, *tranzistoarele sînt identice cu* $h_{fe} = \beta_F = 150$ *și* $V_{BE} = 0{,}6\ V$. *Se impune* $I_{C2} = 1\ mA$ *și* $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. *Se cere să se determine:*

a) *punctele statice de funcționare și rezistențele necunoscute;*
b) *frecvența de oscilație,* f_{osc};
c) *amplitudinea la care se limitează oscilațiile;*
d) *impedanța de ieșire din montaj.*

Rezolvare

a) Oscilatorul propriu-zis folosește numai tranzistorul T_1. Etajul cu T_2 este un repetor pe emitor pentru separarea oscilatorului de sarcină.

Figura 14.10, *b* arată o separare a oscilatorului în: amplificator transadmitanță, buclă de reacție negativă (de curent serie), buclă de reacție pozitivă (selectivă).

Amplificarea transadmitanță a lui T_1 este g_{m1}, iar transmisia pe buclă este $g_{m1} R_4 \cong 40\ mA/V \cdot 0{,}5\ k\Omega = 20 \gg 1$.

Rețeaua de reacție pozitivă este atacată în curent și citită în tensiune, iar funcția de transfer este

$$f_Z^+ = \frac{R_3}{3 + j\left(\omega C R_3 - \frac{1}{\omega C R_3}\right)}.$$

Dacă transmisia pe bucla de reacție negativă este mult supraunitară, atunci amplificarea este

$$A_Y = \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1} f_Z^-} \cong \frac{1}{f_Z^-} = \frac{1}{R_4},$$

iar condiția de oscilație $A_Y f_Z^+ = 1$ ne duce la

$$R_4 = \frac{R_3}{3 + j\left(\omega C R_3 - \frac{1}{\omega C R_3}\right)},$$

de unde

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi C R_3}$$

și

$$R_3 = 3R_4 = 1{,}5\ k\Omega = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

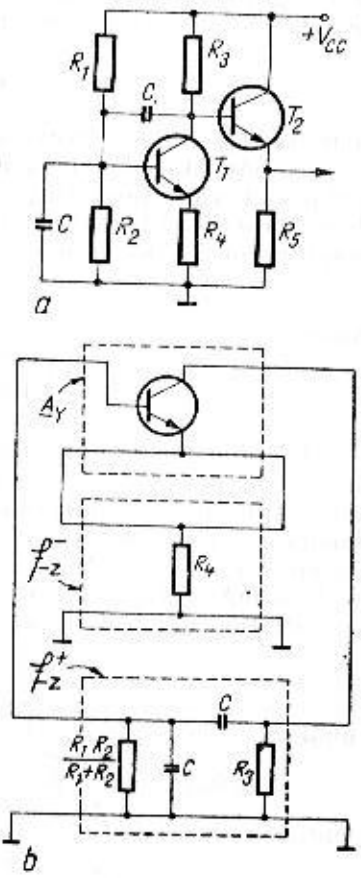


Fig. 14.10

Din ecuația polarizării lui T_1

$$\frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} \cong \frac{I_{C1}}{\beta_F} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + V_{BE} + R_4 I_{C1} = \frac{1}{100} 1{,}5 + 0{,}6 + 0{,}5 \cdot 1,$$

rezultă $R_1 = 7{,}07\ R_2$ și apoi $R_1 = 12{,}1$ kΩ, $R_2 = 1{,}71$ kΩ.

Se găsește apoi

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}(R_3 + R_4) = 7 \text{ V};$$

$$V_{CE2} = V_{BE} + R_3 I_{C1} = 2{,}1 \text{ V};$$

$$I_{C2} = \frac{1}{R_3}(V_{CC} - V_{BE} - R_3 I_{C1}) = 6{,}9 \text{ mA}.$$

b) $f_{osc} = \dfrac{1}{2\pi R_5 C} = \dfrac{1}{2\pi 1{,}5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 1{,}06 \cdot 10^5 = 106$ kHz.

c) Tranzistorul T_1 are punctul static de funcționare $I_{C1} = 1$ mA și $V_{CE1} = 7$ V, iar sarcina din circuitul de colector este

$$\underline{Z} \cong R_4 + \underline{Z}_{i,\beta}(j\omega_0) = R_4 + \frac{R_5}{3}(2 - j),$$

unde $\underline{Z}_{i,\beta}$ este impedanța de intrare a rețelei de reacție (fig. 14.10, *b*) calculată neglijînd impedanța de intrare în amplificator (foarte mare) și pe cea de intrare în repetorul pe emiter:

$$\underline{Z}_{i,\beta} = \frac{R(1 + 2j\omega CR)}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + 3j\omega CR}$$

și particularizată de frecvența de oscilație ($\omega CR = 1$).

Caracteristica dinamică a lui T_1 în planul caracteristicilor de ieșire este o elipsă ale cărei proiecții pe axele de coordonate sînt egale cu amplitudinile de oscilație „vîrf la vîrf" în curent ($2I_1$) și respectiv în tensiune ($2V_1$). Între amplitudinile de oscilație există relația

$$V_1 = I_1 |\underline{Z}|,$$

unde

$$|\underline{Z}| = \sqrt{\left(R_4 + \frac{2R_5}{3}\right)^2 + \left(\frac{R_5}{3}\right)^2} = 1{,}58 \text{ kΩ}.$$

Presupunem că limitarea amplitudinii de oscilație apare datorită intrării în tăiere, deci $I_1 = I_{C1} = 1$ mA. Ca urmare $V_1 = I_1 |\underline{Z}| = 1{,}58$ V, mult dincolo de intrarea în saturație, ceea ce confirmă ipoteza de mai sus. Acest semnal este reprodus în emitorul lui T_2; nici aici nu se pătrunde în saturație, deoarece $V_{CE2} = 2{,}1$ V. Curentul alternativ al lui T_2 va fi $V_{osc}/R_5 = 1{,}58/1 = 1{,}58$ mA $< I_{C2} = 6{,}9$ mA, deci mult dincolo de limita de intrare în tăiere.

d) Impedanța de ieșire din circuit, Z_0, este dată de relația

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_5} + \frac{h_{fe} + 1}{Z_{i\beta}(j\omega_0) + h_{ie}},$$

unde

$$h_{ie2} = \frac{kT}{qI_{C2}} \cdot \beta_F = 0{,}57 \text{ kΩ} \text{ și } \underline{Z}_{i\beta}(j\omega_0) = 1 - 0{,}5\ j \text{ (kΩ)}.$$

Obținem

$$\underline{Z}_{0\beta} \cong \frac{\underline{Z}_{i\beta}(j\omega_0) + h_{ie2}}{h_{fe} + 1} = 10{,}4 - 3{,}3\ j\ (\Omega).$$

14.11. *Considerăm oscilatorul cu rețea dublu T modificată (transfer în curent) din figura 14.11, a, unde* C_B *se comportă ca un scurtcircuit. Se cere:*

a) determinarea punctului static de funcționare al tranzistorului ($\beta_F = h_{fe} = 100$, $V_{BE} = 0.7$ V);

b) să se verifice amorsarea oscilațiilor și să se determine frecvența acestora, presupunînd că tranzistorul se comportă ca un amplificator ideal de curent;

c) să se verifice presupunerea de mai sus.

Rezolvare

a) $$I_C = \frac{\beta_F(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + R_E(\beta_F + 1)} \cong 3{,}3 \text{ mA},$$

unde:

$$V_{BB} = \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} \text{ și } R_B = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2};$$

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C(R_L + 2R) \cong 9{,}3 \text{ V}.$$

b) Schema de curent alternativ apare în figura 14.11, *b*. Tranzistorul în conexiunea bază comună se comportă ca un amplificator de curent cu amplificarea

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -h_{fb} = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} = 0{,}99$$

și rezistența de intrare

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = \frac{kT}{qI_C} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} = 7{,}8 \ \Omega.$$

Presupunînd că rețeaua dublu T lucrează practic în scurtcircuit, obținem

$$\underline{F}_1 = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_0} = \frac{k(k+2)}{2 + k - k^2 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}.$$

Condiția de oscilație

$$\frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}\underline{F}_1(j\omega) = 1$$

duce la

$$\omega = \omega_{osc} = \frac{1}{RC}; \quad f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \cong 53 \text{ Hz}$$

și

$$|h_{fb}| = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} = \frac{2 + k + k^2}{(2 + k)k} = \varphi(k).$$

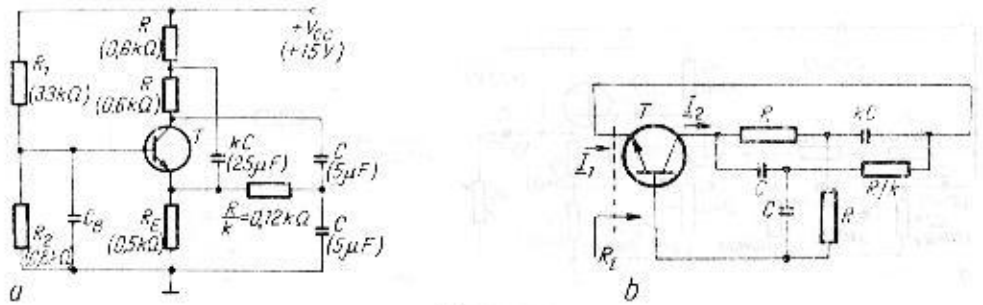


Fig. 14.11

În cazul circuitului studiat $k = 5$ și $\varphi(k) = 0{,}914$. Condiția de oscilație furnizează valoarea minimă a lui $|h_{fb}|$ sau h_{fe} pentru amorsarea oscilațiilor. Deoarece $|h_{fb}| = 0{,}99 > 0{,}914$, se verifică amorsarea.

c) Tranzistorul se comportă ca un amplificator ideal de curent dacă rezistența sa de intrare este neglijabilă în comparație cu rezistența de ieșire a rețelei de reacție pozitivă. Aceasta se calculează cu intrarea în gol ($I_2 = 0$ în figura 14.10, *b*) și are expresia

$$\underline{Z}_{0,\beta} = \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega kC}\right)\left(\frac{R}{k} + \frac{1}{j\omega C}\right)}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)\left(1 + \frac{1}{k}\right)},$$

iar la frecvența de oscilație ($\omega CR = 1$) obținem

$$|\underline{Z}_{0,\beta}(j\omega_{osc})| = R\left|\frac{j(1 + k^2)}{(j - 1)(k + k^2)}\right| = \frac{R(1 + k^2)}{\sqrt{2}k(1 + k)}$$

pentru $k = 5$ și $R = 0{,}6$ kΩ obținem $|Z_{0,\beta}| \cong 0{,}61\,R = 366\ \Omega$, valoare mult mai mare decît rezistența de intrare în tranzistor, $h_{ib} = 7{,}8\ \Omega$. Ca urmare, rețeaua dublu T lucrează practic în scurtcircuit, așa cum s-a presupus.

Observație. Rețeaua dublu T are o selectivitate mai bună decît rețeaua Wien, dar modificarea frecvenței este o problemă. Un reglaj fin se poate face cu un potențiometru între rezistențele R din colector.

14.12. *În oscilatorul cu rețea dublu T din figura 14.12, a condensatoarele* C_1, C_2, C_3, C_4 *sînt scurtcircuite la frecvența de oscilație. Se cere să se determine frecvența de oscilație și poziția cursorului potențiometrului pentru a avea oscilații în circuit.*

Tranzistoarele sînt identice și au $V_T = -3$ V, $I_{DSS} = 18\ mA$, $r_d = 50\ k\Omega$. *Rezistența termistorului de la ieșire este* $R_T = 1\ k\Omega$.

Rezolvare

Funcția de transfer în tensiune a rețelei dublu T din figura 14.12, *b* este

$$\underline{F}_T(j\omega) = \frac{2k - \overline{\omega}^2 + j\left(2k\overline{\omega} - \frac{1}{\overline{\omega}}\right)}{2 + 2k + \frac{1}{k} - \overline{\omega}^2 + j\left[\left(2 + 2k + \frac{1}{k}\right)\overline{\omega} - \frac{1}{\overline{\omega}}\right]},$$

unde $\overline{\omega} = \frac{\omega}{\omega_0}$, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

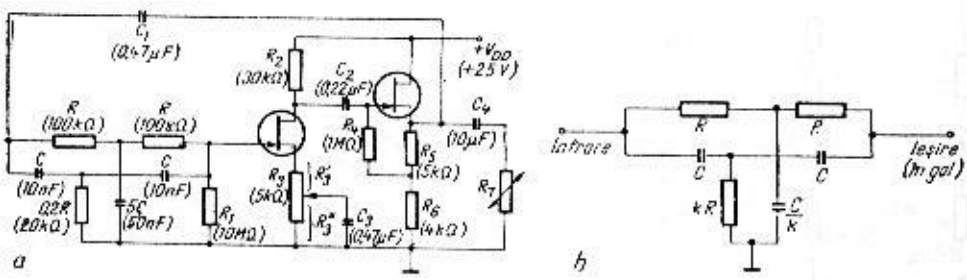


Fig. 14.12

La frecvența ω_0, $\underline{F}_T(j\omega)$ este un număr real. Dacă amplificatorul de tensiune are $\underline{A}_V$ număr real, atunci

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} = 160 \text{ Hz}.$$

Atenuarea introdusă de rețeaua de reacție este

$$\underline{F}_T(j\omega_{osc}) = \frac{k(2k-1)}{2k^2+k+1}$$

și pentru $k = 0{,}2$ (fig. 14.12, *a* și *b*) are valoarea $-0{,}09375$. Din condiția de oscilație rezultă

$$A_V = \frac{}{\underline{F}_T(j\omega_{osc})} = -10{,}67.$$

Pentru a calcula A_V vom determina mai întîi punctele statice de funcționare. Pentru ambele tranzistoare folosim ecuația

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2 = -\frac{V_{GS}}{R_S},$$

unde $R_S = R_3 = 5$ kΩ pentru T_1 și $R_S = R_5 = 5$ kΩ pentru T_2. Pentru ambele tranzistoare

$$V_{GS} = -2{,}5 \text{ V}; \quad I_D = \frac{2{,}5}{5} = 0{,}5 \text{ mA};$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_T|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right) = 2 \text{ mA/V}, \quad \mu = g_m r_d = 100.$$

Amplificarea în tensiune este

$$A_V = \frac{-\mu R_s}{r_d + R_3 + (\mu+1)R_3'} \cdot \frac{g_m R_e}{1 + g_m R_s},$$

unde R_e se calculează cu formula

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_3 + R_6}, \quad R_e = 0{,}884 \text{ kΩ},$$

astfel încît R_3' se va determina din ecuația

$$|A_V| = \frac{1\,916}{80 + 101R'} = |\underline{F}_T(j\omega_{osc})|^{-1} = 10{,}67;$$

obținem $R_3' = 0{,}986 \cong 1$ kΩ, de unde rezultă poziția cursorului.

Observații. Dacă amplitudinea semnalului crește, atunci R_T scade determinînd reducerea amplificării. Curentul alternativ prin termistor nu poate depăși

$$\frac{R_3 + R_6}{R_3 + R_6 + R_T} I_D = 0{,}45 \text{ mA},$$

deci amplitudinea semnalului la ieșire este de maximum 0,45 V.

Rezistența de ieșire din amplificator este

$$\frac{1}{R_{ea}} = \frac{1}{R_e} + g_m = \frac{1}{0{,}884} + 2,$$

deci $R_{ea} \cong 0{,}32$ kΩ, fiind suficient de mică în comparație cu impedanța de intrare în rețeaua de reacție (comparabilă cu $R = 100$ kΩ). Acesta este motivul pentru care reacția pozitivă nu se conectează în drena lui T_1.

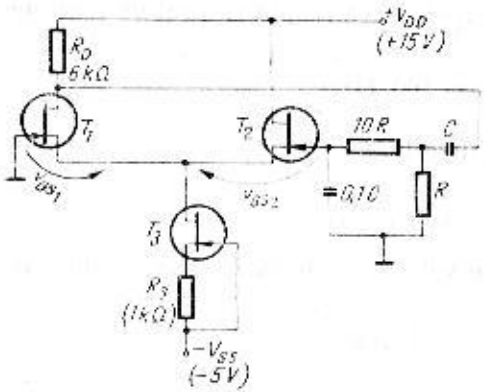


Fig. 14.13, a

14.13. *Se dă schema de oscilator din figura 14.13, a în care tranzistoarele, identice, au* $I_{DSS} = 8$ *mA,* $V_T = -4$ *V. Se cere:*

a) *să se determine punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor;*

b) *să se verifice amorsarea oscilațiilor;*

c) *să se determine C și R astfel încît frecvența de oscilație să fie* $f_{osc} = 3$ *kHz;*

d) *între ce limite poate varia* R_D *astfel încît să avem oscilații în circuit? f_{osc} este afectat de această variație?*

e) *între ce limite poate varia* V_{SS}*? Tensiunea de străpungere a joncțiunii p-n a tranzistorului este de 20 V;*

f) *să se determine* R_S *astfel încît oscilatorul să lucreze la limita de amorsare a oscilațiilor;*

g) *Fie* $R_D = 3$ *kΩ. Care este valoarea minimă a lui* r_d *sub care oscilațiile dispar?*

Rezolvare

a) Pentru tranzistorul T_3

$$v_{GS3} = -R_S i_{DS3}, \quad i_{DS3} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2$$

și eliminînd pe v_{GS} obținem ecuația

$$i_{D3}^2 - 10\, i_{D3} + 16 = 0,$$

care furnizează $I_{D3} = 2$ mA (soluția $I_{D3} = 8$ mA nu corespunde situației din circuit) și $V_{GS3} = -2$ V. Deoarece

$$V_{GS1} - V_{GS2} = 0$$

(nu există cădere de tensiune pe rezistențele $10R$ și R din circuit), rezultă

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{D3}}{2} = 1\text{mA}$$

și $V_{GS1} = V_{GS2} = -2{,}58$ V. Mai departe

$$V_{DS3} = V_{SS} - V_{GS1} + V_{GS3} = 5 - 2 + 2{,}58 = 5{,}58 \text{ V}$$

și se verifică funcționarea în regiunea de saturație a caracteristicilor

$$V_{DS3} > (V_{DS3})_{sat} = V_{GS3} - V_T = -2 + 4 = 2 \text{ V}.$$

Similar

$$V_{DS2} = V_{DD} + V_{SS} - v_{DS3} + V_{GS3} = 15 + 5 - 5{,}58 - 2 =$$
$$= 12{,}42 \text{ V} > (V_{DS2})_{sat};$$

$$V_{DS1} = V_{DS2} - R_D I_{D1} = 12{,}42 - 6 \cdot 1 = 6{,}42 \text{ V} > (V_{DS1})_{sat}.$$

b) Oscilatorul cuprinde un amplificator de tensiune cu două etaje (cu T_1 și T_2, iar T_3 lucrează ca un generator de curent)

și cu rețeaua de reacție pozitivă cu elemente negale R, $10R$, C, $0{,}1\ C$. Intrarea amplificatorului este între poarta lui T_2 și masă. Schema de curent alternativ este reprezentată în figura 14.13, *b* (T_3 nu intervine, deoarece $r_d \to \infty$). Impedanța văzută în drena lui T_2 este

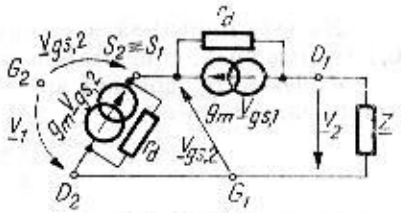


Fig. 14.13, b

$$\underline{Z} = \frac{R_D \underline{Z}_{\epsilon,\beta}}{R_D + \underline{Z}_{\epsilon,\beta}},$$

unde $\underline{Z}_{\epsilon,\beta}$ este impedanța de intrare în rețeaua de reacție (care lucrează cu ieșirea în gol):

$$\underline{Z}_{\epsilon,\beta} = R\left(\frac{1}{j\bar{\omega}} + \frac{1 + j\bar{\omega}}{1 + 1{,}1\, j\bar{\omega}}\right), \quad \bar{\omega} = \omega CR.$$

Presupunînd R_D suficient de mic în comparație cu $|\underline{Z}_{\epsilon,\beta}|$ avem $\underline{Z} \cong R_D$. Amplificarea $\underline{A}_V = \underline{V}_2/\underline{V}_1$ se calculează ușor observînd că

$$\underline{V}_2 = -g_m \underline{V}_{gs,1} R_D = g_m \underline{V}_{gs,2} R_D;$$

$$\underline{V}_1 = \underline{V}_{gs,2} - \underline{V}_{gs,1} = 2\underline{V}_{gs,2},$$

de unde

$$\underline{A}_V = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{g_m R_D}{2}.$$

Panta g_m este aceeași pentru ambele tranzistoare amplificatoare și are valoarea

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\bigg|_{V_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_T|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right) = \frac{2 \cdot 8}{4}\left(1 - \frac{2{,}58}{4}\right) = 1{,}42\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

și amplificarea este $A_V = 4{,}26$.

Funcția de transfer a rețelei de reacție este

$$\underline{F}_V(j\bar{\omega}) = \frac{j\bar{\omega}}{1 - \bar{\omega}^2 + 2{,}1 \cdot j\bar{\omega}}, \quad \bar{\omega} = \omega CR$$

și are o valoare reală pentru $\bar{\omega} = 1$. De aici

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC},$$

iar amplificarea minimă necesară pentru susținerea oscilațiilor este

$$A_V = \frac{1}{\underline{F}_V(j\omega_{osc})} = 2{,}1,$$

fiind mai mică decît amplificarea de semnal mic calculată mai sus ($A_V = 4{,}26$). Oscilațiile se vor autoamorsa și amplitudinea de oscilație va crește, limitîndu-se apoi datorită neliniarității caracteristicilor.

c) Pentru $f = f_{osc}$ avem $\omega CR = \bar{\omega} = 1$ și ordinul de mărime al lui $\underline{Z}_{\epsilon,\beta}$ este R. Vom alege

$$R = 100\ \text{k}\Omega \gg R_D;$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_{osc} R} = 532\ \text{pF}.$$

Nu este indicat să se aleagă R foarte mare, deoarece ar rezulta o valoare 0,1 C prea mică, comparabilă cu capacităţile parazite din montaj.

d) Dacă R_D coboară sub $R_{D\,min}$, oscilaţiile se sting deoarece nu există amplificarea minimă

$$\frac{g_m R_{D\,min}}{2} = \frac{1}{\underline{F}_V(j\omega_{osc})} = 2{,}1.$$

Se obţine $R_{D\,min} = 4{,}2/1{,}42 = 2{,}96$ kΩ.

Dacă R_D creşte, va scădea tensiunea V_{DS1} (I_{DS1} rămîne pentru moment constant). Atunci cînd se iese din regiunea de saturaţie a curentului rezistenţa de drenă (presupusă pînă acum infinită), scade şi amplificarea tranzistorului T_1 se reduce : mai devreme sau mai tîrziu oscilaţiile dispar. Vom defini $R_{D\,max}$ prin condiţia de funcţionare la limita regiunii de saturaţie (semnalul este, evident, distorsionat). Avem

$$(V_{DS1})_{sat} = V_{DS2} - R_{D\,max} I_{DS1} = V_{GS1} - V_T$$

şi calculăm $R_{D\,max} = 11$ kΩ.

Riguros vorbind, f_{osc} depinde de R_D deoarece frecvenţa de oscilaţie se determină din condiţia

$$\underline{A}_V(j\omega\,;\ R_D)\cdot\underline{F}_V(j\omega) = 1,$$

unde $\underline{A}_V$ depinde de R_D. Dacă R_D este mic, atunci $\underline{A}_V$ este real şi proporţional cu R_D ($\underline{Z}_{i\beta}$ se neglijează). Dacă $\underline{Z}_{i\beta}$ nu se poate neglija, atunci $\underline{A}_V$ nu mai este real şi proporţional cu R_D, iar din condiţia ca partea imaginară a lui $\underline{A}_V\cdot\underline{F}_V$ să se anuleze rezultă $f_{osc} = f_{osc}(R_D)$.

e) Delimitarea domeniului de variaţie a lui V_{SS} trebuie să se bazeze în principiu pe :

— polarizarea corectă a tranzistoarelor ;

— satisfacerea condiţiei de amorsare.

Remarcăm mai întîi că variaţia lui V_{SS} (şi V_{DD}), cel puţin în anumite limite, nu afectează curenţii de polarizare ai lui T_1 şi T_2 şi deci nici amplificarea acestora. Atît timp cît T_3 funcţionează corect, $I_{D1} = I_{D2} = 1$ mA, $V_{GS1} = V_{GS2} = -2{,}58$ V, $V_{DS1} = 6{,}42$ V, $V_{DS2} = 12{,}42$ V.

Dacă V_{SS} scade apare pericolul ca T_3 să părăsească regiunea de saturaţie a curentului. Avem

$$(V_{DS3})_{min} = V_{SS\,min} - V_{GS1} + V_{GS3} = (v_{DS3})_{sat} = V_{GS3} - V_T,$$

de unde

$$V_{SS\,min} = V_{GS1} - V_T = -2{,}58 + 4 = 1{,}42 \text{ V}.$$

Dacă V_{SS} creşte atunci potenţialul sursei lui T_3 scade şi poate apărea străpungerea, la

$$(V_{DS3})_{max} - V_{GS3} = V_{BR} = 20 \text{ V}.$$

Deoarece

$$(V_{DS3})_{max} = V_{SS\,max} - V_{GS1} + V_{GS3},$$

obţinem $V_{SS\,max} = 17{,}42$ V.

f) Dacă R_S creşte, atunci I_{D3} scade, deci $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3}/2$ scad şi panta g_m a lui T_1 şi T_2 scade şi ea. Avem

$$g_{m\,min} = \frac{2A_{V\,min}}{R_D} = \frac{2\cdot 2{,}1}{6} = 0{,}7 \text{ mA/V}$$

și $(V_{GS})_{min} = -3{,}3$ V, $I_{D\,min} = 0{,}245$ mA pentru T_1 și T_2. Vom impune $I_{D3} = 2\ I_{D\,min} = 0{,}49$ mA. Această valoare a curentului se obține pentru $R_S = 6{,}14$ kΩ. Aceasta este valoarea limită corespunzătoare amorsării oscilațiilor.

g) Dacă $R_D = 3$ kΩ atunci

$$A_V = \frac{g_m R_D}{2} = 2{,}13 > A_{V\,min} = 2{,}1,$$

deci sîntem foarte aproape de limita de amorsare a oscilațiilor. Dacă ținem seama că r_d este finit, atunci amplificarea scade și oscilațiile pot dispărea. Refăcînd calculul amplificării și ținînd cont și de rezistența r_d a tranzistorului T_3 obținem

$$A_V = \frac{\mu(\mu + 1)R_D}{R_D(\mu + 2) + r_d(2\mu + 3)}.$$

Presupunînd $g_m r_d = \mu \gg 1$

$$A_V \cong \frac{g_m r_d R_D}{2r_d + R_D}.$$

Deoarece $A_{V\,min}$ calculat pentru $r_d = r_{d\,min}$ este egal cu 2,1 (punctul *b*), se calculează

$$r_{d\,min} = \frac{A_{V\,min} R_D}{g_m R_D - 2A_{V\,min}} = \frac{2{,}1 \cdot 3}{1{,}42 \cdot 3 - 2 \cdot 2{,}1} = 105\ \text{kΩ}.$$

14.14. *Pentru oscilatorul* LC *din figura 14.14, a să se calculeze:*

a) *curenții de colector ai tranzistoarelor* T_1 *și* T_2;

b) *frecvența de oscilație;*

c) *valoarea lui* R_C *pentru ca circuitul să lucreze la limita de amorsare a oscilațiilor.*

Tranzistoarele sînt identice și au $\beta_F = h_{fe} = 200$, $V_{BE} \cong 0{,}6$ V. *Condensatorul* C_B *este scurtcircuit la frecvența de lucru.*

Rezolvare

a) Scriem

$$V_{BE2} = V_{BE1} + RI_{B1},$$

dar pentru calculele care urmează putem presupune $V_{BE2} \cong V_{BE1}$. Admitem $I_{E1} = I_{E2} = I$ și echivalăm circuitul de polarizare al bazelor celor două tranzistoare cu teorema Thévenin (fig. 14.14, *b*), obținînd

$$V_{BB} = \frac{2I}{\beta_F + 1} R_B + 2\,IR_E + V_{BE},$$

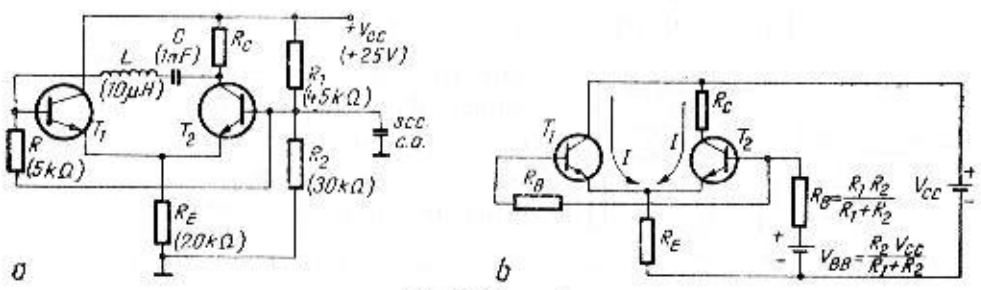


Fig. 14.14, a, b

unde

$$V_{BB} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = 10 \text{ V}; \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 18 \text{ k}\Omega.$$

Ca urmare

$$I = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{2R_B + \frac{2R_B}{\beta_F + 1}} \cong 0{,}225 \text{ mA}.$$

b) La frecvența de rezonanță a circuitului serie LC se obține prin reacție pozitivă un semnal în bază egal cu cel din colector, fiind astfel satisfăcută condiția de fază pentru apariția autooscilațiilor. Prin urmare

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cong 1{,}6 \text{ MHz}.$$

c) La $f = f_{osc}$ colectorul lui T_2 este scurtcircuitat la baza lui T_1. Dacă R_C are exact valoarea necesară pentru amorsarea oscilațiilor, atunci tranzistoarele lucrează la semnale mici și pot fi înlocuite în schemă cu circuitele lor echivalente, așa cum se arată în figura 14.14, *c*.

Amplificatorul utilizat în acest oscilator nu are reacție negativă : el este format dintr-un etaj colector comun urmat de un etaj bază comună. Putem calcula amplificarea în tensiune și impedanța de intrare a etajului cu T_1 ținînd seama că rezistența de intrare a lui T_2 este independentă de sarcina lui T_2. Apoi se calculează amplificarea etajului cu T_2. Vom determina condiția de oscilație pe altă cale mai generală, valabilă în principiu și atunci cînd se ia în considerare și h_{oe}, iar rezistența de intrare al lui T_2 depinde de sarcina lui T_2, care depinde la rîndul ei de rezistența de intrare în T_2 și aceasta din urmă de rezistența de intrare a lui T_2.

Egalînd căderile de tensiune pe rezistențele R_E și h_{ic} în paralel obținem (fig. 14.14, *c*)

$$R_E(h_{fe} + 1)(I_1' + I_1'') + h_{ic}I_1'' = 0.$$

Teorema a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe conturul indicat cu linie întreruptă în figura 14.14, *c* este

$$h_{ic}I_1' - h_{fe}I_1'' + R_C'(I_1' + h_{fe}I_1'') = 0,$$

unde

$$R_C' = \frac{R_C R}{R_C + R},$$

Ecuațiile de mai sus formează un sistem omogen de două ecuații cu două necunoscute

$$\begin{cases} (h_{fe} + 1)R_E I_1' + [h_{ic} + (h_{fe} + 1)R_E]I_1'' = 0; \\ (h_{ie} + R_C')I_1' + (h_{fe}R_C' - h_{ic})I_1'' = 0, \end{cases}$$

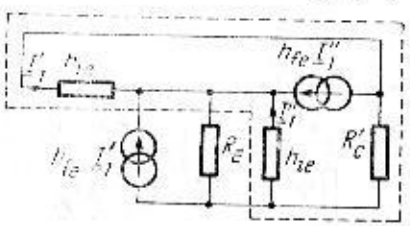


Fig. 14.14, c

care are soluții nebanale ($I_1' \neq 0$, $I_1'' \neq 0$) numai dacă determinantul format de coeficienți este egal cu zero. Această condiție matematică corespunde condiției de autooscilație. Obținem

$$(h_{fe} + 1)R_E(h_{fe}R_C' - h_{ic}) - (h_{ie} + R_C')[h_{ic} + (h_{fe} + 1)R_E] = 0,$$

de unde rezultă

$$R_C' = \frac{h_{ie}[h_{ie} + 2(h_{fe} + 1)R_E]}{(h_{fe} + 1)R_E(h_{ie} - 1) - h_{ie}} \cong \frac{2h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{2}{g_m}.$$

Parametrii sînt $h_{fe} = 200$ și $h_{ie} = \frac{kT}{qI}\beta_F = 23{,}1$ kΩ. Valoarea exactă a lui R_C' este 0,233 kΩ, iar cea aproximativă 0,231 kΩ. Din relația

$$\frac{1}{R_C} = \frac{1}{R_C'} - \frac{1}{R} = \frac{1}{0{,}23} - \frac{1}{5}$$

rezultă $R_C = 0{,}24$ kΩ.

Verificăm funcționarea lui T_2 în regiunea activă normală.

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_C I - 2R_E I = 25 - 0{,}225(0{,}24 + 40) = 15{,}9 \text{ V}.$$

14.15. *Să se determine frecvența și amplitudinea semnalului sinusoidal de la ieșirea oscilatorului din figura 14.15, a. Rezistența de sarcină* R_1 *înglobează și rezistența de pierderi a bobinei. Tranzistoarele sînt identice și au* $h_{fe} = \beta_F = 100$. $V_{BE} = 0{,}6$ V.

Rezolvare

Schema de curent alternativ din figura 14.15, *b* pune în evidență un oscilator de tip Colpitts.

Vom determina pentru început punctul static de funcționare al tranzistorului T. Tranzistoarele T_1 și T_2 formează un generator de curent constant. Neglijînd peste tot curenții de bază în raport cu cei de colector, rezultă:

$$I_C \cong I_{C2};$$

$$R_1 I_{C1} \cong R_2 I_{C2};$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_3)I_{C1} + V_{BE},$$

de unde

$$I_C = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1 + R_3} = \frac{1{,}5}{3} \cdot \frac{20 - 0{,}6}{1{,}5 + 8{,}2} = 1 \text{ mA}.$$

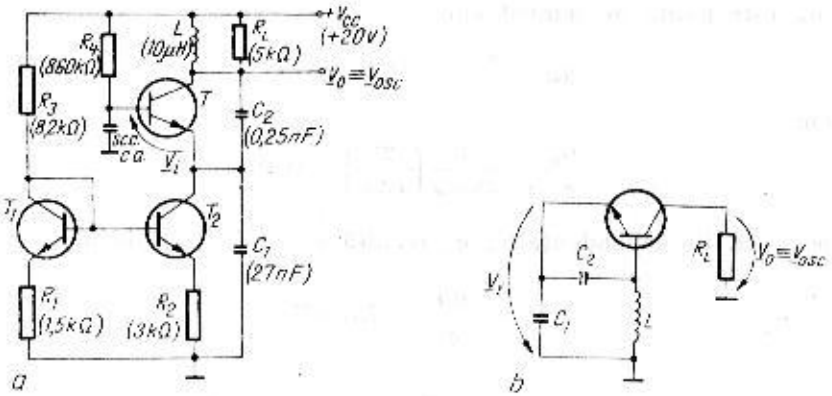


Fig. 14.15

și

$$V_{CB} = R_4 \frac{I_C}{\beta_F} = 860 \frac{1}{100} = 8{,}6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = 9{,}2 \text{ V}.$$

Condiția de oscilație pentru oscilatorul din figura 14.15, *b* se deduce astfel. Aproximăm frecvența de oscilație cu frecvența de rezonanță a circuitului LC și obținem:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_1}} \quad (C_2 \ll C_1).$$

Calculele numerice dau $f_{osc} \cong 3{,}2$ MHz. Impedanța de sarcină a tranzistorului T la $f = f_{osc}$ este egală cu R_L. Amplificarea de semnal mare este

$$\underline{A}_V = G_m R_L,$$

unde $G_m = G_m\left(q \frac{V_1}{kT}\right)$ conform datelor din breviarul teoretic (sînt satisfăcute condițiile: polarizare la curent mediu constant, fixat de circuit, și respectiv semnal sinusoidal pe joncțiunea emitor-bază). Condiția de oscilație este

$$\underline{A}_V \underline{\beta} = 1,$$

unde $\underline{\beta}$ (funcția de transfer a rețelei de reacție pozitivă) este

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} \cong \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cong \frac{C_2}{C_1} \quad (C_2 \ll C_1).$$

Din ultimele trei relații

$$G_m = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{C_1}{C_2}$$

sau

$$\frac{G_m}{g_m} = \frac{1}{g_m R_L} \cdot \frac{C_1}{C_2};$$

unde g_m este panta de semnal mic

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = 38{,}5 \text{ mA/V}.$$

Obținem

$$\frac{G_m}{g_m} = \frac{1}{38{,}5 \cdot 5}\left(\frac{27}{0{,}25}\right) = 0{,}56.$$

Deoarece din dependența G_m/g_m rezultă $x = \frac{qV_1}{kT} \cong 3$, obținem

$$V_1 = \frac{3kT}{q} = 78 \text{ mV}$$

și

$$V_2 \cong \frac{C_1}{C_2} V_1 = \frac{27}{0{,}25} \cdot 0{,}078 = 8{,}4 \text{ V}.$$

Remarcăm că amplitudinea semnalului între colector și bază (8,4 V) este puțin mai mică decît tensiunea continuă colector-bază (8,6 V) astfel încît tranzistorul lucrează tot timpul în regiunea activă normală.

Tensiunea la ieșire este

$$v_0(t) = V_{CC} + V_2 \cos \omega t.$$

Potențialul emitorului lui T nu coboară sub valoarea $V_{CC} - V_2 = 20 - 8{,}4 = 11{,}6$ V. Potențialul emitorului lui T_2 este $R_2 I_{C2} \cong 3 \cdot 1 = 3$ V. Ca urmare nici T_2 nu se satureză.

14.16. *Să se proiecteze un oscilator de radiofrecvență care să ofere pe o rezistență de sarcină* $R_L = 10\ k\Omega$ *un semnal sinusoidal cu amplitudinea* $V_{osc} = 4{,}5$ *V și frecvența* $f_{osc} = 20$ *MHz.*

Se impune o stabilitate a frecvenței $S_F = 100$ *și o variație relativă de maximum 2% a curentului de colector a tranzistorului amplificator pentru variația temperaturii cu* $\pm 25°C$ *în jurul valorii* $T_0 = 25°C$. *Se precizează*

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2\ mV/°C, \quad \frac{\Delta \beta_F}{\Delta T} = \frac{\beta_F(T_0)}{50}.$$

Rezolvare

Ținînd seama de valoarea ridicată a frecvenței de lucru se alege schema Colpitts cu tranzistor în conexiune bază comună prezentată în problema precedentă. Se presupune că efectul capacităților interne ale tranzistorului este neglijabil.

Pentru ca raportul capacităților C_1 și C_2 să nu fie prea mare, vom alege un semnal emitor-bază de amplitudine ceva mai mare,

$$V_1 = 4\,\frac{kT}{q} = 0{,}104\ \text{V},$$

astfel încît

$$\frac{C_1}{C_2} \cong \frac{V_2}{V_1} = \frac{4{,}5}{0{,}104} \cong 43.$$

Frecvența de oscilație este

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,\dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}},$$

iar factorul de calitate

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \cong \omega_0 C_2 R,$$

unde R este rezistența totală în paralel cu bobina. Deoarece $|S_F| = 2$ $Q = 200$ rezultă $Q = 100$. Pentru a obține un $R < R_L = 10$ kΩ va trebui să alegem un Q suficient de mare. Pentru $C_2 = 100$ pF (mare și în raport cu capacitățile parazite din schemă) obținem

$$R = \frac{Q}{\omega_0 C_2} = \frac{100}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^7 \cdot 10^{-10}} = 7{,}958 \cong 8\ \text{k}\Omega.$$

Pe de altă parte

$$C_1 \cong 43\ C_2 = 43 \cdot 0{,}1 = 4{,}3\ \text{nF},$$

iar

$$L = \frac{1}{4\pi^2 C_1 f_{osc}^2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 10^{-10} \cdot 4 \cdot 10^{14}} = 0{,}63 \ \mu\text{H}.$$

Dacă R se obține din punerea în paralel a lui R_L cu o rezistență R' atunci

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R_L} = \frac{1}{8} - \frac{1}{10} = \frac{1}{40}$$

și $R' = 40$ kΩ. Dacă toată această rezistență provine din pierderile în bobină, atunci factorul de calitate al acestei bobine este

$$Q_b = \frac{R'}{\omega_0 L} = \omega_0 C_2 R' = 2\pi \cdot 2 \cdot 10^7 \cdot 10^{-10} \cdot 4 \cdot 10^4 = 503$$

deci foarte ridicat, iar rezistența echivalentă serie este

$$r_L = \frac{R'}{Q_b^2} = 0{,}16 \ \Omega.$$

Condiția de oscilație este

$$\frac{G_m}{g_m} = \frac{1}{g_m R} \cdot \frac{C_1}{C_2}.$$

Din dependența

$$\frac{G_m}{g_m} = \varphi\left(\frac{qV_1}{kT}\right),$$

pentru $qV_1/kT = 4$ rezultă $G_m/g_m = 0{,}432$, de unde

$$g_m = \frac{1}{R} \cdot \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{0{,}432} = \frac{1}{8} \cdot \frac{43}{0{,}432} = 12{,}5 \ \text{mA/V}$$

și

$$I_C = \frac{kT}{q} g_m = 0{,}026 \cdot 12{,}5 = 0{,}325 \ \text{mA}.$$

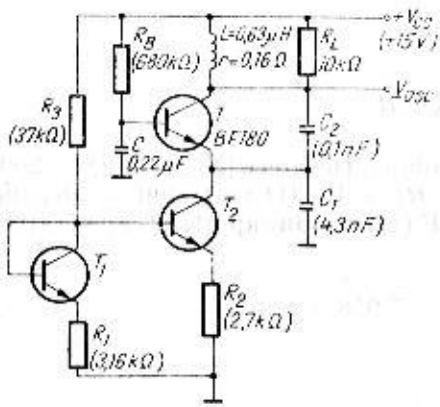


Fig. 14.16

Tranzistorul trebuie polarizat cu un curent constant egal cu valoarea calculată mai sus pentru ca amplitudinea semnalului să fie cea dorită. Se va folosi schema din figura 14.16 (a se vedea problema precedentă). Rezistența R_L se determină din condiția ca tranzistorul să nu intre în regiunea de saturație. Tensiunea $v_{CB}(t)$ este

$$v_{CB}(t) = V_{CB} - V_{osc} \cos \omega_{osc} t$$

și pentru evitarea saturației vom cere $v_{CB} > 0$ pentru orice t.
Fie

$$V_{CB} = 5 \ \text{V} > V_{osc} = 4{,}5 \ \text{V}.$$

Deoarece

$$V_{CB} = R_C I_B = R_B \frac{I_C}{\beta_F}$$

și alegînd tranzistorul BF 180 cu $\beta_F = 45$ la curentul indicat, obținem

$$R_B = \beta_F \frac{V_{CB}}{I_C} = 45 \cdot \frac{5}{0{,}325} = 692 \text{ k}\Omega$$

și alegem valoarea standardizată $R_B = 680$ kΩ (pentru care $V_{CE} = 4{,}91$ V $> V_{ose}$).

Tranzistorul ales mai are:

— frecvența de tăiere $f_T = 650$ MHz $\gg f_{ose} = 20$ MHz;
— puterea disipată maximă $P_{d,\,max} = 200$ mW $\gg P_d = 1{,}6$ mW;
— curentul de colector maxim $I_{C,\,max} = 20$ mA $\gg I_C = 0{,}325$ mA;
— tensiunea de străpungere $V_{(BR)CB0} = 30$ V $> V_{CB} \cong 5$ V;
— tensiunea emitor-bază $V_{BE} = 0{,}65$ V pentru $I_C = 0{,}325$ mA.

Vom proiecta acum sursa de curent constant. Se aleg tranzistoarele T_1 și T_2 tot de tipul BF 180. Pentru T_2 vom alege același punct static de funcționare ca pentru T:

$$I_{C_2} = 0{,}325 \text{ mA}, \quad V_{CE_2} = V_{CB} + V_{BE} = 4{,}91 + 0{,}65 = 5{,}56 \text{ V}.$$

Tensiunea de alimentare este

$$V_{CC} = V_{CB} + V_{BE} + V_{CE_2} + R_2 I_{C_2}$$

și, cu $R_2 = 2.7$ kΩ, obținem $V_{CC} = 12$ V.

Pentru sursa de curent din figura 14.16, conform problemei 4.31 se poate scrie

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{ech} + \dfrac{R_3}{\beta_F}}; \qquad R_{ech} = \frac{R_2}{R_1}(R_1 + R_3).$$

Scriind această relație de două ori, pentru temperaturile extreme ($T_m = 0$°C și $T_M = 50$°C), unde

$$I_{CM} = I_C\left(1 + \frac{\Delta I_C}{I_C}\right) = 0{,}325(1 + 0{,}02) = 0{,}3315 \text{ mA};$$

$$I_{Cm} = I_C\left(1 - \frac{\Delta I_C}{I_C}\right) = 0{,}325(1 - 0{,}02) = 0{,}3185 \text{ mA};$$

$$\beta_F(T_M) = \beta_F(T_0) + \frac{\Delta\beta}{\Delta T}(T_M - T_0) = 45 + \frac{45}{50}(50 - 25) = 67{,}5;$$

$$\beta_F(T_m) = \beta_F(T_0) + \frac{\Delta\beta}{\Delta T}(T_m - T_0) = 45 + \frac{45}{50}(0 - 25) = 22{,}5;$$

$$V_{BE}(T_M) = V_{BE}(T_0) + \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}(T_M - T_0) = 0{,}65 - 2\cdot10^{-3}(50 - 25) = 0{,}6 \text{ V};$$

$$V_{BE}(T_m) = V_{BE}(T_0) - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}(T_m - T_0) = 0{,}65 + 2\cdot10^{-3}(0 - 25) = 0{,}7 \text{ V},$$

obținem două ecuații cu două necunoscute, R_1 și R_3. Se determină $R_1 = 3{,}18$ kΩ $R_3 = 37{,}1$ kΩ. Alegem $R_1 = 3{,}16$ kΩ (0,5%) și $R_3 = 37$ kΩ.

Observație. Tranzistoarele T_1 și T_2 trebuie să fie perfect împerecheate și să lucreze la aceeași temperatură. Se poate folosi o pereche de tranzistoare dintr-o matrice de tranzistoare realizate pe aceeași structură semiconductoare (nu este necesar un răspuns în frecvență comparabil cu cel al tranzistorului T deoarece nu au nici un rol în curent alternativ).

14.17. *Să se calculeze frecvența și amplitudinea undei sinusoidale de la ieșirea oscilatorului din figura 14.17, a. Parametrii tranzistorului cu efect de cîmp polarizat dinamic prin grupul* $C_G R_G$ *sînt* $g_m = 1{,}8\ mA/V$, $r_d = 20\ k\Omega$, $V_T = -2\ V$.

Rezolvare

Schema de curent alternativ a oscilatorului este reprezentată în figura 14.17, *b*. Șocul de radiofrecvență $L_ș$ a fost considerat o întrerupere în curent alternativ. Dacă $\omega C_G R_G \gg 1$ atunci C_G are la borne o tensiune practic continuă, aproximativ egală cu amplitudinea semnalului sinusoidal la bornele lui C_1. Efectul lui C_G și R_G poate fi neglijat în curent alternativ. Înlocuind tranzistorul cu schema sa echivalentă obținem circuitul din figura 14.17, *c*. Notăm

$$R'_L = \frac{R_L r_d}{R_L + r_d} = 10\ k\Omega.$$

Ecuațiile de circuit sînt

$$\underline{I} = j\omega C_1 \underline{V}_{gs};$$

$$\underline{V}_0 + \underline{V}_{gs} + (r + j\omega L)\underline{I} = 0;$$

$$\underline{I} + G_m \underline{V}_{gs} - \left(\frac{1}{R'_L} + j\omega C_2\right)\underline{V}_0 = 0.$$

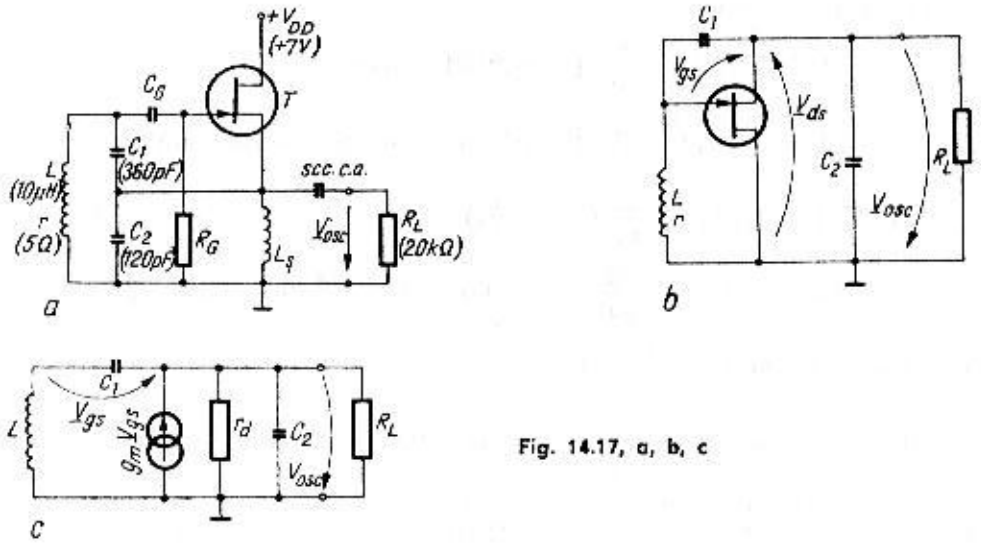


Fig. 14.17, a, b, c

Eliminînd pe $\underline{V}_0$ și $\underline{I}$ și simplificînd cu $\underline{V}_{gs} \neq 0$, obținem condiția de oscilație

$$j\omega C_1 + G_m + \left(\frac{1}{R'_L} + j\omega C_2\right)[1 + j\omega C_1(r + j\omega L)] = 0,$$

care se desface în două condiții reale :

$$G_m + \frac{1}{R'_L} - r\omega^2 C_1 C_2 - \frac{1}{R'_L}\omega^2 L C_1 = 0 ;$$

$$\omega C_2 + \omega C_2 + \frac{1}{R'_L}\omega C_1 - \omega^3 L C_1 C_2 = 0.$$

Din a doua ecuație se determină frecvența de oscilație

$$f_{osc} = f_0\sqrt{1 + \frac{r}{R'_L}\cdot\frac{C_1}{C_1 + C_2}},$$

unde f_0 este frecvența de rezonanță a circuitului LC

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Calculăm

$$\frac{r}{R'_L} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0{,}375\cdot 10^{-3}$$

și putem lua

$$f_{osc} \cong f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{L\dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} = 5{,}3 \text{ MHz}.$$

Din prima ecuație, cu ω înlocuit cu $2\pi f_{osc}$ (se folosește $f_{osc} \cong f_0$), găsim

$$G_m = \frac{C_1}{C_2}\cdot\frac{1}{R'_L} + \frac{C_1 + C_2}{L}r = 0{,}54\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

Din datele privind dependența pantei de semnal mare, G_m, de amplitudinea semnalului (a se vedea breviarul teoretic), rezultă

$$V_{gs} = 0{,}75\,|V_{gr}| = 1{,}5 \text{ V}$$

pentru

$$\frac{G_m}{g_m} = \frac{0{,}54}{1{,}8} = 0{,}3.$$

Aproximînd

$$V_{osc} \cong \frac{C_1}{C_2}V_{gs}$$

obținem $V_{ies} = 4{,}5$ V. Acest semnal este obținut în sursa tranzistorului, fără a fi însoțit de componenta continuă. Trebuie verificat că tranzistorul nu părăsește regiunea de saturație a caracteristicilor. Pentru orice moment de timp trebuie verificată condiția

$$v_{DS} > v_{DS\,sat} = v_{GS} - V_T.$$

Potențialul porții și al sursei variază în fază în timp ce potențialul drenei este constant. Ca urmare v_{GS} variază în antifază cu v_{DS}. Cea mai nefavorabilă situație apare atunci cînd v_{DS} este minim și v_{GS} este maxim. Avem $(v_{GS})_{max} = 0$ V și $(v_{DS})_{min} = V_{DD} - V_{ies} = 7 - 4{,}5 = 2{,}5$ V și

$$v_{DS} > V_{DS\,sat} = 0 - (-2) = +2 \text{ V},$$

deci funcționarea este corectă.

15. MODULATOARE ŞI DEMODULATOARE

BREVIAR TEORETIC

● **Modularea în amplitudine (MA).**
Semnalul

$$e(t) = E'(t) \cos \omega_p t,$$

unde

$$E'(t) = E[1 + mf(t)],$$

este modulat în amplitudine. E este amplitudinea, ω_p — frecvenţa (unghiulară) a purtătoarei, m este gradul de modulaţie, iar $f(t)$ este semnalul modulator normat care satisface condiţiile

$\overline{f(t)} = 0$ (media pe o perioadă este nulă);
$|f(t)|_{max} = 1$ (maximul modulului este egal cu unitatea).

Un caz particular este acela al unei oscilaţii armonice.

Metodele utilizate pentru modularea semnalului sînt:

— *multiplicarea analogică* (utilizarea unor circuite care asigură multiplicarea a două semnale);

— *modularea prin „choppare"* („întrerupere" semnalului modulat cu o frecvenţă egală cu frecvenţa purtătoarei dă naştere unui semnal din care se poate obţine prin filtrare semnalul MA);

— *modularea „neliniară"* (exploatează caracteristica neliniară, de preferinţă parabolică, a unui dispozitiv electronic pentru a obţine un spectru din care se poate separa prin filtrare semnalul MA);

— *modularea directă* sau *liniară* (oscilaţia care apare la bornele unui circuit rezonant derivaţie acordat pe purtătoare este limitată la un nivel care variază în ritmul oscilaţiei modulatoare).

● **Demodularea (detecţia) oscilaţiilor MA.** Tipurile de demodulatoare (detectoare) sînt următoarele:

— *detectorul de valoare medie* (se bazează pe o redresare monoalternanţă urmată de o filtrare);

— *detectorul de vîrf* (este de fapt un redresor monoalternanţă, cu filtru capacitate, al oscilaţiei purtătoare);

— *detecţia sincronă* sau *coerentă* (presupune multiplicarea semnalului modulat cu un semnal de frecvenţa purtătoarei şi utilizarea unui filtru trece-jos).

PROBLEME REZOLVATE

15.1. *Considerăm un semnal modulat care are amplitudinea* $E'(t) = 5 + 3\cdot\cos 10^4 t$ (V) *și frecvența purtătoarei* $\omega_p = 10^6$ *rad/s. Să se determine:*

a) *gradul de modulație;*
b) *amplitudinea și frecvența componentelor laterale;*
c) *puterea dată de semnal pe o rezistență* $R = 100\ \Omega$.

Rezolvare

a) Semnalul este modulat în amplitudine:

$$e(t) = E'(t)\cos\omega_p t = E(1 - m\cos\omega_m t)\cos\omega_p t.$$

În cazul de față amplitudinea purtătoarei este $E = 5$ V, iar gradul de modulație $m = \frac{3}{5} = 0{,}6$.

b) Deoarece

$$e(t) = E\cos\omega_p t + \frac{mE}{2}\cos(\omega_p + \omega_m)t + \frac{mE}{2}(\omega_p - \omega_m)t,$$

amplitudinea componentelor laterale este

$$\frac{mE}{2} = \frac{0{,}6}{2}\cdot 5 = 1{,}5\ \text{V},$$

iar frecvențele corespunzătoare sînt

$$\omega_p + \omega_m = 10^6 + 10^4 = 1{,}01\cdot 10^6\ \text{rad/s};$$

$$\omega_p - \omega_m = 10^6 - 10^4 = 0{,}99\cdot 10^6\ \text{rad/s}.$$

c) Puterea pe purtătoare este $E^2/2R = 0{,}125$ W. Puterea pe ambele componente laterale este

$$2\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{(mE/2)^2}{R} = 0{,}0225\ \text{W},$$

iar puterea totală este $0{,}1475 \cong 0{,}15$ W.

15.2. *Modulatorul cu multiplicare analogică din figură este echipat cu un amplificator operațional cu cîștig în tensiune și rezistență de intrare foarte mare. Tranzistorul cu efect de cîmp lucrează în regiunea liniară a caracteristicilor și are* $V_T = -4$ V *și* $I_{DSS} = 6$ *mA. Să se determine forma de undă la ieșire,* $v_0(t)$.

Se cunosc $v_p = V_p\cos\omega_p t$, $v_m = V_m\cos\omega_m t$, *unde* $V_p = 0{,}1$ V, $\omega_p = 10^7$ *rad/s*, $V_m = 1$ V, $\omega_m = 10^3$ *rad/s*.

Rezolvare

La tensiuni mici aplicate între drenă și sursă, *TEC* se comportă ca o conductanță $g_d = g_d(v_{GS})$ controlată de tensiunea aplicată între poartă și sursă, v_{GS} (cap. 6):

$$g_d(v_{GS}) = g_m(v_{GS}) = \frac{2I_{DSS}}{-V_T}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right).$$

Din figura 15.2

$$v_{GS} = -V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2} + v_m$$

și

$$g_d = \frac{2I_{DSS}}{V_T^2}\left(v_m - V_T - V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2}\right).$$

Deoarece intrarea inversoare a amplificatorului operațional este virtual la masă, iar rezistența de intrare este foarte mare, obținem (câștigul în tensiune este foarte mare)

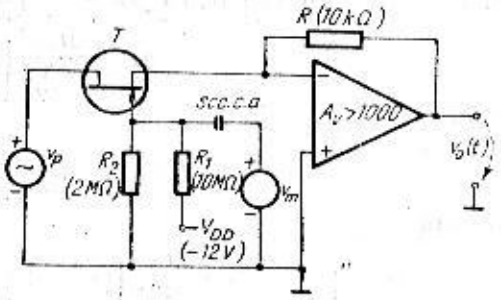


Fig. 15.2

$$g_d\, v_p(t) = \frac{v_0(t)}{R},$$

de unde

$$v_0(t) = g_d R v_p = \frac{2I_{DSS}R}{V_T^2}\left(v_m - V_T - \frac{V_{DD}R_2}{R_1+R_2}\right)v_p;$$

$$v_0(t) = 1{,}5(1 + 0{,}5\cos 10^3 t)\cos 10^7 t \text{ (volți)}.$$

15.3. *Să se determine tensiunea la ieșirea modulatorului din figura 15.3, a. Tranzistorul cu efect de cîmp lucrează în regiunea liniară a caracteristicilor și are* $I_{DSS} = 4\ mA$ *și* $V_T = -4\ V$. *Tranzistoarele bipolare, identice, au* $I_{CB0} \cong 0$, $V_{BE} = 0{,}7\ V$, $\beta_F = h_{fe} = 200$. *Se cunosc :* $v_p(t) = V_p \cos \omega_p t$; $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$; $V_p = 0{,}1\ V$; $\omega_p = 10^7\ rad/s$; $V_m = 1{,}5\ V$; $\omega_m = 10^4\ rad/s$.

Rezolvare

Schema în curent alternativ a modulatorului este prezentată în figura 15.3, *b* (rezistența de ieșire a generatorului de curent realizat cu T_3 este foarte mare). Amplificarea în tensiune este cea a unui etaj cu sarcină distribuită :

$$A_V = \frac{v_0}{v_p} = -Rg_d(v_m),$$

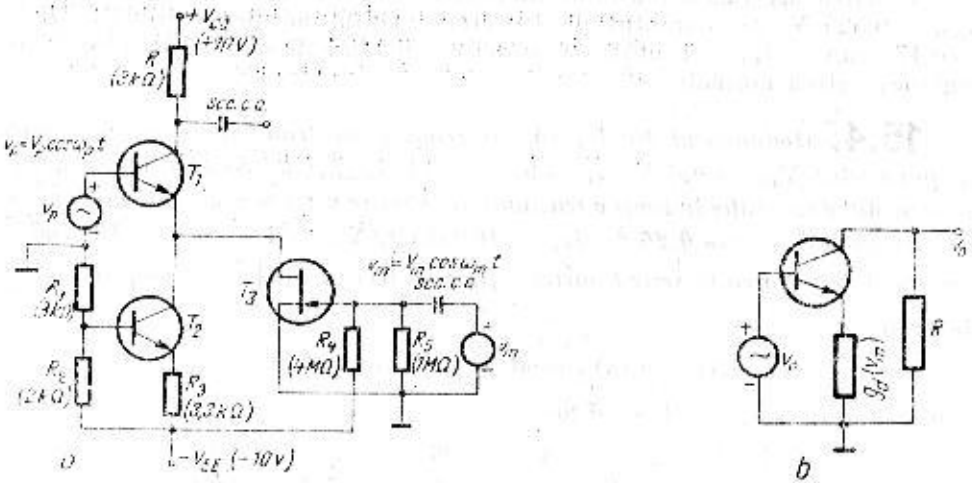


Fig. 15.3

unde s-a avut în vedere că $\beta_F \gg 1$. Ținînd seama că

$$g_d = \frac{2I_{DSS}}{-V_T}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right),$$

unde :

$$v_{GS} = -V_{EE}\frac{R_3}{R_4 + R_3} + v_m,$$

rezultă

$$g_d = \frac{2I_{DSS}}{V_T^2}\left(v_m - V_T - V_{EE}\frac{R_3}{R_4 + R_3}\right),$$

de unde

$$v_0(t) = -\frac{2I_{DSS}R}{V_T^2}\left[v_m(t) - V_T - V_{EE}\frac{R_3}{R_4 + R_3}\right]v_p(t) ;$$

$$v_0(t) = -0{,}3(1 + 0{,}75\cos 10^4 t)\cos 10^7 t \text{ (volți)}.$$

În cele ce urmează vom verifica funcționarea corectă a dispozitivelor din circuit. Avem

$$v_{DS} \cong v_p(t) \leqslant 0{,}1 \text{ V},$$

deci tranzistorul T_3 funcționează în regiunea liniară.

Tranzistorul T_1 lucrează la curentul fixat de T_2 :

$$I_{C1} \cong I_{C2} \cong \frac{\frac{R_6 V_{EE}}{R_5 + R_6} - V_{BE}}{R_3} = 1 \text{ mA},$$

iar

$$V_{CE1} = V_{CC} + V_{EE} - V_{CE2} - R_3 I_{C1} = 7{,}3 \text{ V},$$

deoarece

$$V_{CE2} = V_{EE} - V_{BE} = 9{,}1 \text{ V}.$$

Valoarea maximă a tensiunii alternative colector-emitor nu poate depăși $V_{0M} = 0{,}525$ V, iar curentul de colector maxim nu depășește $V_{0M}/R = 0{,}175$ mA $< I_{C1} = 1$ mA. Ca urmare, T_1 funcționează tot timpul în regiunea activă normală.

15.4. *Modulatorul din figură este realizat cu tranzistoare identice care au parametrii* $V_{BE} = 0{,}6$ *V*, $\beta_F = h_{fe} = 200$, $I_{CB0} \cong 0$. *Se cere să se determine modul de variație în timp a tensiunii de la ieșire* $v_0(t)$ *și gradul de modulație.*

Se cunosc : $V_p = 0{,}26$ *V*, $\omega_p = 10^7$ *rad/s*, $V_m = 4$ *V*, $\omega_m = 10^4$ *rad/s*, *precum și dezvoltarea în serie Fourier a funcției* $f(t) = \text{tgh}\left(\frac{x}{2}\cos \omega t\right)$, *care este de forma*

$$f(t) = a_1(x)\cos \omega t + a_3(x)\cos 3\omega t \ldots ;$$

dependența $a_1 = a_1(x)$ *este dată mai jos :*

x	0	2	4	6	8	10
a_1	0	0,41	0,56	0,6	0,62	0,625

Rezolvare

Tranzistorul T_3 face parte dintr-un generator de curent constant ($\beta_F \gg 1$) :

$$I_{C3} \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E},$$

iar în regim variabil

$$i_{C3} \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} + \frac{v_m}{R_E} = I_{C3}\left(1 + \frac{V_m \cos \omega_m t}{V_{EE} - V_{BE}}\right).$$

Pentru T_1 și T_2 presupuse identice putem scrie

$$i_{C1} \cong I_{ES} \exp \frac{q v_{BE1}}{kT};$$

$$i_{C2} \cong I_{ES} \exp \frac{q v_{BE2}}{kT},$$

iar

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \exp \frac{q(v_{BE1} - v_{BE2})}{kT} = \exp \frac{q v_p(t)}{kT} =$$

$$= \exp(x \cos \omega_p t),$$

unde $x = \frac{qV_p}{kT}$ este o amplitudine normată. Folosind și

$$i_{C1} + i_{C2} = I,$$

găsim

$$i_{C1} = \frac{i_{C3}}{2} + i; \qquad i_{C2} = \frac{i_{C3}}{2} - i,$$

unde

$$i(t) = \frac{1}{2} i_{C3} \operatorname{tg} \operatorname{h}\left(\frac{x}{2} \cos \omega_p t\right)$$

și

$$i(t) = \frac{i_{C3}}{2}[a_1(x) \cos \omega_p t + a_3(x) \cos 3\omega_p t + \ldots].$$

Ca urmare

$$i_{C2} \underset{\text{fără filtru}}{=} \frac{1}{2} i_{C3}\left(1 + \frac{V_m \cos \omega_m t}{V_{EE} - V_{BE}}\right)[1 - a_1(x) \cos \omega_p t - a_3(x) \cos 3\omega_p t - \ldots].$$

Circuitul rezonant din colectorul lui T_2 este acordat pe frecvența ω_p și are un factor de calitate suficient de ridicat ($Q = 200$) pentru a selecta numai componentele lui i_{C2} de frecvență ω_p sau foarte apropiate de aceasta. Ca urmare

$$v_0(t) = R \frac{1}{2} I_{C3}\left(1 + \frac{V_m \cos \omega_m t}{V_{EE} - V_{BE}}\right) a_1(x) \cos \omega_p t.$$

Folosind datele din enunț, rezultă $x = 10$ și $a_1(10) = 0{,}625$. Apoi $I_{C3} = 0{,}84$ mA și

$$v_0(t) = 0{,}523(1 + 0{,}476 \cos 10^3 t) \cos 10^6 t \text{ (volți)},$$

iar gradul de modulație este $m = 0{,}476$.

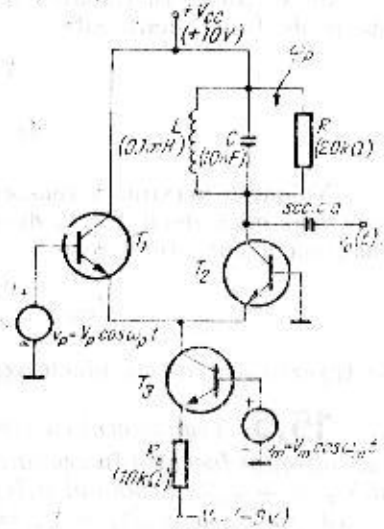


Fig. 15.4

Se verifică funcționarea lui T_2 în regiunea activă normală. Punctul său static de funcționare este

$$V_{CE2} = V_{CC} = 10 \text{ V};$$

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{2} = 0{,}42 \text{ mA}.$$

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire $V_{oM} = 0{,}523(1 + 0{,}476) = 0{,}77$ V este mai mică decît V_{CE2}; deci, tranzistorul nu intră în saturație. Valoarea maximă a curentului este

$$I_{CM} = \frac{V_{oM}}{R} = 0{,}039 \text{ mA} < I_{C2}$$

și tranzistorul nu se blochează.

15.5. *Tranzistorul cu efect de cîmp* T *din modulatorul chopper prezentat în figură lucrează în regiunea liniară a caracteristicilor și are* $I_{DSS} = 10$ *mA și* $V_T = -5$ *V. Semnalul* $v_p(t)$ *are forma indicată în figura 15.5, b, cu* $\omega_p = 10^6$ *rad/s, iar* $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$ *cu* $V_m = 1$ *V și* $\omega_m = 10^3$ *rad/s. Tranzistorul* T' *are parametrii* $V_{BE} = 0{,}6$ *V,* $I_{CB0} \cong 0$, $\beta_F = h_{fe} = 300$, $V_{CE,sat} = 0{,}1$ *V.*

Rezolvare

Conductanța drenă-sursă a lui T este

$$g_d = \frac{2I_{DSS}}{-V_T}\left(1 - \frac{v_p}{V_T}\right)$$

și ca urmare

$$g_d = 0 \text{ pentru } v_p(t) = V_T\left(-\frac{T}{4} < t < +\frac{T}{4}\right);$$

$$g_{do} = \frac{2I_{DSS}}{-V_T} \text{ pentru } v_p(t) = 0\left(\frac{T}{4} < t < \frac{3T}{4}\right).$$

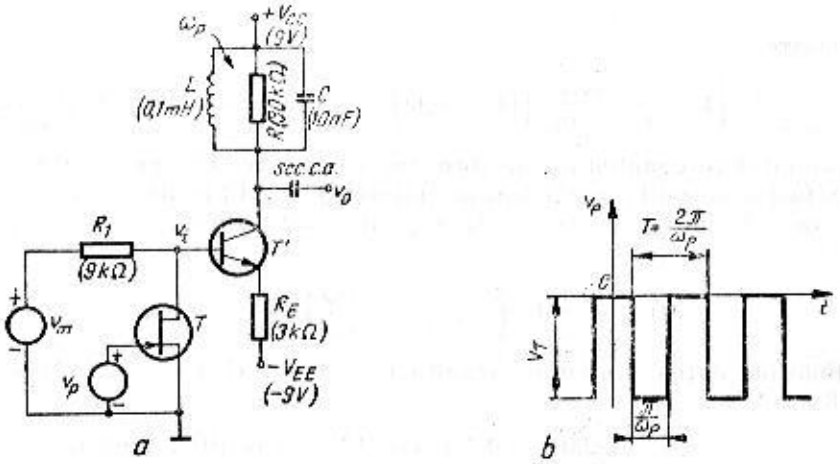


Fig. 15.5

Deoarece impedanța de intrare în tranzistorul bipolar T este foarte mare, semnalul la intrare va fi

$$v_i(t) = \frac{v_m(t)}{1 + g_d R_1}$$

și, ținînd seama de variația în timp a lui g_d,

$$v_i = v_m \text{ pentru } -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2};$$

$$v_i = \frac{v_m}{1 + g_{d0} R} \text{ pentru } \frac{T}{2} < t < \frac{3T}{2}.$$

Dezvoltarea în serie Fourier a lui $v_i(t)$ este

$$v_i(t) = \frac{1 + g_{d0} R_1/2}{1 + g_{d0} R_1} v_m + \frac{g_{d0} R_1}{1 + g_{d0} R_1} v_m \left(\frac{2}{\pi} \cos \omega_p t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_p t + \ldots \right).$$

Circuitul rezonant din colector acordat pe frecvența ω_p are un factor de calitate suficient de ridicat ($Q = 300$) pentru a selecta din semnalul v_i numai componenta de frecvență ω_p. Ca urmare (a se vedea și problema 15.3)

$$v_o(t) = -\frac{R}{R_g} \cdot \frac{g_{d0} R_1}{1 + g_{d0} R_1} \cdot \frac{2}{\pi} v_m \cos \omega_p t.$$

Cu date numerice se obține :

$$v_o(t) = -5{,}73 \cos 10^3 t \cos 10^6 t \text{ (volți)}$$

(semnalul modulat în amplitudine este fără purtătoare).

Verificăm funcționarea corectă a tranzistoarelor. Tranzistorul T se menține în regiunea liniară dacă tensiunea drenă-sursă este suficient de mică (fie $v_{DS} \leqslant 0{,}1$ V). Din circuit

$$v_{DS} = \frac{1}{1 + g_{d0} R_1} v_m = 0{,}1 \cos 10^3 t,$$

deci condiția de mai sus este îndeplinită. Pentru T'

$$I_C \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = 2{,}8 \text{ mA};$$

$$V_{CE} = V_{CC} + V_{EE} - R_E I_C = 9{,}6 \text{ V}.$$

Amplitudinea curentului de colector este $V_o/R = 5{,}73/30 = 0{,}19$ mA și T' nu intră în blocare. Amplitudinea tensiunii de colector este

$$V_{ce} = \frac{V_o R}{R + R_g} = 5{,}21 \text{ V} < V_{CE} - V_{CE;\,sat} = 9{,}5 \text{ V}$$

și tranzistorul nu intră nici în saturație.

15.6. *Modulatorul din figură este realizat cu* TEC-J *care lucrează în regiunea de saturație a curentului de drenă. Să se determine :*

a) *forma tensiunii de ieșire* $v_0(t)$;

b) V_p, V_m, V_{GG} *pentru ca tensiunea modulată de la ieșire să fie maximă. Se cunosc* $V_T = -5$ V, $I_{DSS} = 5$ mA, $\omega_p = 10^7$ rad/s, $\omega_m = 10^5$ rad/s.

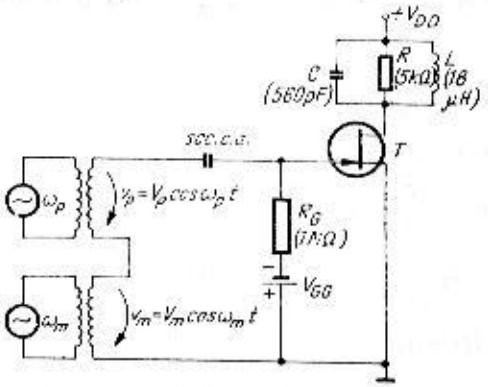


Fig. 15.6

Rezolvare

a) În regiunea de saturație curentul de drenă se determină cu relația

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2,$$

unde

$$v_{GS} = -V_{GG} + v_p + v_m.$$

Neglijînd atenuarea componentelor laterale

$$v_{DS} = V_{DD} - 2RI_{DSS}\frac{(|V_T| - V_{GG})V_p}{V_T^2}\left(1 + \frac{V_m}{|V_T| - V_{GG}}\cos\omega_m t\cos\omega_p t\right)$$

și deci tensiunea de la ieșire $v_0(t) = v_{DS} - V_{DD}$ are forma semnalului modulat în amplitudine.

b) Condițiile de funcționare corectă a TEC-J sînt $v_{GS} \leqslant 0$, $v_{GS} \geqslant V_T$, $v_{DS} \geqslant v_{GS} - V_T = v_{DS,sat}$ și se obține la limită, ținînd seama de relația de fază cea mai nefavorabilă între $v_p(t)$ și $v_m(t)$

$$-V_{GG} + V_p + V_m = V_T$$

$$-V_{GG} - V_p - V_m = 0$$

$$V_{DD} - 2RI_{DSS}\frac{|V_T| - V_{GG}}{V_T^2}V_p\left(1 + \frac{V_m}{|V_T| - V_{GG}}\right) = |V_T|,$$

și $V_{GG} = 2{,}5$ V, $V_p = 1$ V, $V_m = 1{,}5$ V.

15.7. *La intrarea modulatorului în contratimp cu TEC din figură se aplică un semnal de frecvență înaltă* ($v_p = V_p \cos \omega_p t$) *și semnalul modulator* $v_m = V_m \cos \omega_m t$. *Transformatoarele se consideră ideale. Se cere:*

a) *care este forma curentului obținut în transformatorul de la ieșire și a tensiunii* $v_0(t)$;

b) *să se repete punctul precedent dacă semnalele* $v_p(t)$ *și* $v_m(t)$ *se schimbă între ele.*

T_1 *și* T_2 *lucrează în saturație, sînt identice și au* $I_{DSS} = 10$ *mA*, $V_T = -5$ *V. Se cunosc* $V_p = 1$ *V*, $\omega_p = 5 \cdot 10^6$ *rad/s*, $V_m = 1$ *V*, $\omega_m = 10^4$ *rad/s.*

Rezolvare

a) Folosind

$$i_{D1} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS1}}{V_T}\right)^2;$$

$$i_{D2} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS2}}{V_T}\right)^2,$$

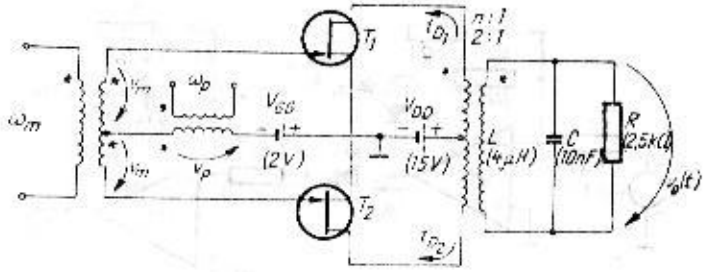


Fig. 15.7

unde

$$v_{GS1} = -V_{GG} + v_p(t) + v_m(t);$$

$$v_{GS2} = -V_{GG} + v_p(t) - v_m(t),$$

curentul prin primarul transformatorului de la ieşire este

$$i = i_{D1} - i_{D2} = \frac{4 I_{DSS}}{V_P^2} v_m(v_p - V_{GG} - V_P).$$

Circuitul acordat din secundar ($Q = 125$) selectează componentele de frecvenţă apropiată de ω_p. Dacă raportul de transformare este n,

$$v_0(t) = \frac{R}{n} \cdot \frac{4 I_{DSS}}{V_P^2} v_m(t) v_p(t),$$

deci se obţine un semnal modulat fără purtătoare.

Cu datele numerice

$$v_0(t) = 2 \cos (10^4 t) \cos (5 \cdot 10^6 t) \quad \text{(volţi)}.$$

b) Deoarece

$$v_{GS1} = -V_{GG} + v_m(t) + v_p(t);$$

$$v_{GS2} = -V_{GG} + v_m(t) - v_p(t),$$

obţinem

$$i(t) = 4 I_{DSS} \frac{-(V_{GG} + V_P)}{V_P^2} \left[1 + \frac{v_m}{-(V_{GG} + V_P)}\right] v_p$$

şi tensiunea la ieşire devine

$$v_0(t) = \frac{4 R I_{DSS}}{n} \cdot \frac{-(V_{GG} + V_P)}{V_P^2} \left(1 + \frac{V_m}{-(V_{GG} + V_P)} \cos \omega_m t\right) V_p \cos \omega_p t,$$

deci semnalul modulat în amplitudine are purtătoare. Cu date numerice

$$v_0(t) = 6 \left|1 + \frac{1}{3} (\cos^3 t)\right| \cos (5 \cdot 10^6 t) \text{ (volţi)}.$$

15.8. *Detectorul de valoare medie din figură utilizează amplificatoare operaţionale (cîştig în tensiune foarte mare, impedanţă de intrare foarte mare). Diodele sînt considerate ideale. Să se determine expresia tensiunii de ieşire,* $v_0(t)$. *Se cunosc* $v_i(t) = V_p(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$ *cu* $V_p = 2$ *V,* $\omega_m = 10^3$ *rad/s,* $\omega_p = 10^6$ *rad/s.*

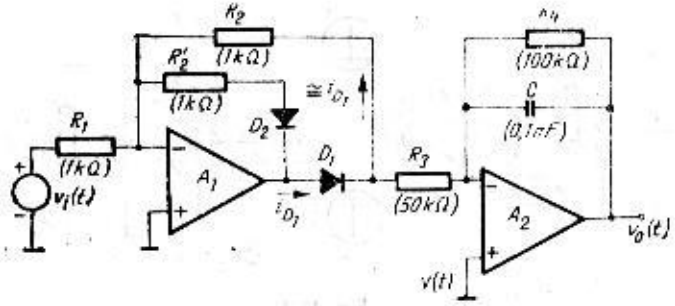


Fig. 15.8

Rezolvare

Amplificatorul A_1 împreună cu D_1, R_1 și R_2 formează un redresor monoalternanță ideal. Dioda D_1 conduce numai pentru valori negative ale tensiunii de intrare. Avînd în vedere că amplificatorul are cîștig în tensiune foarte mare și intrarea este virtual în scurtcircuit

$$v \cong i_{D1} R_2 \qquad (R_2 \gg R_2);$$

$$v_i(t) \cong -i_{D1} R_1.$$

Ca urmare

$$i_{D1} = -\frac{v_i(t)}{R_1} \quad \text{pentru} \quad v_i(t) > 0 \ (\cos \omega_p t > 0);$$

$$i_{D1} = 0 \text{ pentru } v_i(t) \leqslant 0 \ (\cos \omega_p t \leqslant 0).$$

Dioda D_2 are rolul de a evita saturarea la ieșire a amplificatorului operațional atunci cînd D_1 este blocată ($i_{D1} = 0$). Tensiunea $v(t)$ este de forma

$$v(t) = -\frac{R_2}{R_1} v_i(t) \text{ pentru } \cos \omega_p t > 0;$$

$$v(t) = 0 \text{ pentru } \cos \omega_p(t) < 0$$

și, cu dezvoltare în serie Fourier,

$$v(t) = -\frac{R_2}{\pi R_1} V_p (1 + m \cos \omega_m t) \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega_p t + \ldots\right).$$

Al doilea amplificator operațional (A_2) împreună cu R_3, R_4, C constituie un filtru trece-jos. Funcția sa de transfer este

$$\frac{\underline{V}_0}{\underline{V}} = -\left(1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C R_4}\right)$$

și are frecvența caracteristică

$$\omega_f = \frac{1}{R_4 C} = 10^6 \text{ rad/s} \ll \omega_p;$$

dar $\omega_f \gg \omega_m$, deci la ieșire se va obține semnalul

$$v_0(t) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_p}{\pi} (1 + m \cos \omega_m t) = 1{,}28(1 + m \cos 10^4 t) \text{ (volți)}.$$

15.9. *Se consideră un semnal modulat în amplitudine cu* $V_p = 10$ V $\omega_p = 2 \cdot 10^7$ *rad/s,* $m = 0{,}64$ *şi* $\omega_m = 10^3$ *rad/s, care apare la bornele circuitul rezonant derivaţie* R', L', C' *din figură, acordat pe* ω_p. *Este indicată şi caracteristica diodei din schemă.*

a) *Care este forma tensiunii de la ieşire,* $v_0(t)$?

b) *Ce valori au eficienţa detecţiei şi rezistenţa de intrare* R_i ?

Rezolvare

a) Tensiunea de la intrare are expresia

$$v_i(t) = E'(t) \cos \omega_p t = V_m(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t ;$$

$$v_i(t) = 10(1 + 0{,}64 \cos 10^3 t) \cos 2 \cdot 10^7 t \text{ (volţi).}$$

Deoarece

$$\omega_p RC = 360 \gg 1 ;$$

$$\omega_m RC = 1{,}8 \cdot 10^{-2} \ll 1,$$

tensiunea la ieşire urmăreşte anvelopa semnalului modulat, $E'(t)$.

Putem scrie

$$v_0(t) = E'(t) \cos \theta,$$

unde θ este semiunghiul de conducţie al diodei, care se determină ca soluţie a ecuaţiei (cap. 12)

$$\frac{R_i}{R} = \frac{1}{\pi} (\operatorname{tg} \theta - \theta).$$

Pentru $R_i = 10\ \Omega$, $R = 18$ kΩ se obţine $\theta \cong \frac{\pi}{18}$, $\cos \theta = 0{,}985$ şi $v_0(t) = 9{,}85(1 + 0{,}64 \cos 10^3 t)$.

b) Eficienţa detecţiei este

$$\eta_i = \frac{v_0(t)}{E'(t)} = \cos \theta = 0{,}985 \ (98{,}5\ \%).$$

Rezistenţa de intrare R_i depinde de rezistenţa R şi de semiunghiul de conducţie prin relaţia

$$R_i = R \frac{\operatorname{tg} \theta - \theta}{\theta - \sin \theta \cos \theta}$$

şi, pentru $\theta \cong \pi/18$, obţinem

$$R_i = 0{,}509 R = 9{,}2 \text{ k}\Omega.$$

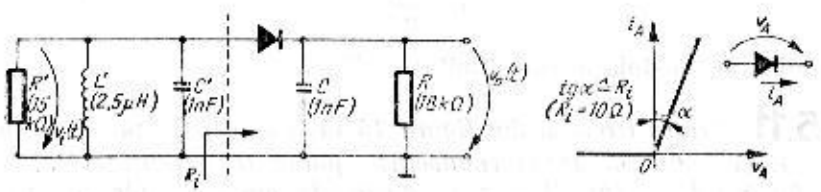


Fig. 15.9

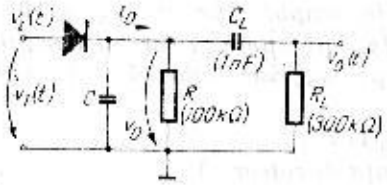


Fig. 15.10

15.10. *Detectorul de anvelopă din figură este echipat cu o diodă ideală. Să se determine rezistența de intrare* R_i *și gradul de modulație maxim pînă la care detecția se face fără distorsiuni. Se cunoaște* $v_i(t) = V_m(1+m\cos\omega_m t)\cos\omega_p t$, *cu* $\omega_m = 10^3$ *rad/s.*

Rezolvare

Cu diodă ideală avem (probl. 15.9):

$$R_i = 0\,; \quad 0 = 0\,; \quad R_i = \frac{R_{ech}}{2}\,; \quad R_{ech} = \frac{RR_L}{R+R_L} = 75\ \text{k}\Omega$$

(C_L este practic scurtcircuit). Obținem deci $R_i = 37{,}5$ kΩ.

Distorsiunile de neurmărire apar atunci cînd descărcarea condensatorului se face mai lent decît scăderea anvelopei. Este necesar ca

$$\omega_m R_{ech} C \leqslant \sqrt{\frac{1}{m^2} - 1},$$

de unde rezultă

$$m < m_{max} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega_m^2 R_{ech}^2 C}} = 0{,}99$$

și gradul de modulație este limitat practic la 1 (distorsiunile de neurmărire nu constituie o limitare). Tensiunea de la ieșire este

$$v_0(t) = V_m(1 + m\cos 10^3 t).$$

O altă sursă posibilă de distorsiuni este legată de faptul că i_0, curentul notat pe figură, poate avea o componentă alternativă de amplitudine

$$I_1 = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_L}\right) m V_m,$$

mai mare decît componenta continuă

$$I_0 = \frac{V_m}{R}.$$

Pentru evitarea acestei situații

$$m\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_L}\right) \leqslant \frac{1}{R}$$

și

$$m \leqslant \frac{1}{1 + \dfrac{R}{R_L}} = 0{,}75,$$

deci gradul de modulație este limitat la 75%.

15.11. *Pentru circuitul din figura 15.11, a se precizează* $\omega_p = 10^7$ *rad/s* $E'(t) = 1{,}5(1 + 0{,}5\cos 10^3 t)$ *(milivolți); parametrii tranzistorului T sînt:* $V_{BB} = 0{,}6$ V; $\beta_F > 100$; $I_{CB0} \cong 0$; *dioda este considerată ideală, iar* C_1 *și* C_2 *sînt scurtcircuite.*